ТЕЛЕВИДЕНИЕ

Е.М.Блиндер, С.Л.Фурман



ТЕЛЕВИДЕНИЕ

ТЕЛЕ

Е.М.Блиндер, С.Л.Фурман

ВИДЕНИЕ

Одобрено Ученым советом
Государственного комитета СССР
по профессионально-техническому образованию
в качестве учебника для средних
профессионально-технических училищ

МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1984

ББК 32.94
Б69
УДК 621.397.13 (075)

РЕЦЕНЗЕНТЫ: Р. Е. СТАРОСЕЛЬСКИЙ, В. В. ПАНКРАТОВ

Редакция литературы по радиотехнике

Блиндер Е. М., Фурман С. Л.
Б69 Телевидение: Учебник для ПТУ.— М.: Радио и связь, 1984.—272 с., ил.

В пер.: 75 к.

Изложены принципы черно-белого и цветного телевидения, формирования телевизионных сигналов. Подробно описана приемная телевизионная техника, рассмотрены основные узлы приемных телевизионных устройств, элементы импульсной, цифровой и микроэлектронной техники, приемные и передающие трубки, приемные телевизионные антенны. Даны перспективы развития телевидения.

Для учащихся профессионально-технических учебных заведений, готовящих радиомехаников по техническому обслуживанию и ремонту телевизоров.

ББК 32.94
6Ф3

Б $\frac{2402020000-135}{046(01)-84}$ 119—84

ПРЕДИСЛОВИЕ

В директивных документах всех последних съездов КПСС выдвигаются требования коренного улучшения бытового обслуживания населения, а также повышения уровня подготовки специалистов в системе профтехобразования.

Настоящий учебник содержит основные сведения по предмету «Телевидение», излагаемому в технических и средних профессионально-технических училищах, которые готовят радиомехаников по обслуживанию и ремонту радиотелевизионной аппаратуры.

Учебник определяет объем и систему знаний, подлежащих освоению учащимися, логику и последовательность изучаемого материала. Материал учебника изложен в соответствии с учебными программами и с учетом прогресса в области телевидения.

Методическое построение учебника способствует решению учебно-воспитательных задач, поставленных перед системой профтехобразования: научность и доходчивость сложного теоретического материала, построение изложения от простых процессов к более сложным.

Материал каждой главы разбит на параграфы, в которых сосредоточены небольшие по объему сведения, что обеспечит их надежное усвоение учащимися, а приведенные в конце каждой главы контрольные вопросы позволят учащимся работать самостоятельно, а также прочно закреплять знания, полученные на занятиях.

Учебник, в отличие от ранее изданных учебных пособий по курсу «Телевидение» для профтехобразования, содержит подробный материал о принципе действия узлов кодирующего и декодирующего устройств систем цветного телевидения, а также сведения по цифровой технике, работе логических и интегральных схем, которые широко применяются в телевизорах черно-белого и цветного изображения.

Обширный и красочный иллюстративный материал поможет учащимся более эффективно усваивать изложенный материал и получить дополнительную информацию о цвете.

Авторы будут признательны всем преподавателям и учащимся за отзывы и критические замечания, которые следует направлять в адрес издательства: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693.

Глава 1

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ТЕЛЕВИДЕНИЯ

1.1. Свет и цвет

Видеть, а также передавать по телевидению можно лишь те предметы, которые освещены светом или сами являются его источником. Поэтому, приступая к ознакомлению с основами телевидения, необходимо прежде всего вспомнить некоторые элементы учения о свете и цвете.

Из огромного диапазона существующих в природе электромагнитных волн лишь узенький их участок в пределах $\lambda \approx 380 \div 770$ нм (нм — нанометр; 1 нм$=10^{-9}$ м) обладает способностью вызывать ощущение *света*. Волны различной длины вызывают ощущение света различного цвета. Приведем шкалу распределения диапазона световых волн между наиболее хорошо различимыми глазом *спектральными* (содержащимися в солнечном свете) цветами.

Длина волны, нм	770 605	590	560	500	470	430	380
Спектральный цвет	Красный	Оранжевый	Желтый	Зеленый	Голубой	Синий	Фиолетовый

В действительности глаз способен различать не семь, а гораздо больше (до 150) оттенков спектральных цветов (цветовых тонов) и около 40 *пурпурных цветовых тонов* (сиреневый, вишневый и т. п.), которые не являются спектральными, а образуются в результате смешения красного и синего цветов.

Если на глаз одновременно воздействуют все спектральные цвета, имеющие примерно равные энергии, то создается ощущение белого цвета.

Такое же ощущение может быть получено при воздействии на глаз только двух, но вполне определенных, цветов. Эти два цвета, создающие при смешении ощущение белого цвета, называют *дополнительными*. Для каждого данного цвета существует свой дополнительный цвет, например, для желтого дополнительным служит синий цвет, для оранжевого — голубой, для зеленого — пурпурный и т. д.

1.2. Светотехнические величины и понятия

Качественно и количественно световые явления характеризуются с помощью специальных светотехнических величин и понятий. Основные из них следующие.

Световой поток Ф — это интенсивность (мощность) лучистой энергии света. Единица измерения светового потока — люмен (лм).

Сила света J — это пространственная плотность светового потока. Чем плотнее концентрируется в определенном направлении излучаемая источником света энергия, тем больше сила света. Единица измерения силы света — кандела (кд).

Яркость источника света B — это интенсивность свечения его поверхности, непосредственно воспринимаемая глазом. Яркость зависит от силы света на поверхности источника света и направления ее наблюдения. Единица измерения яркости — кандела на квадратный метр (кд/м^2).

Цветовой тон — это свойство светового потока, которое позволяет отличить его по цвету от других световых потоков. Цветовой тон характеризуется преобладающей (доминирующей) в данном световом потоке длиной волны $\lambda_д$. Например, для светового потока красного спектрального цвета принято $\lambda_д=700$ нм, для зеленого — 546 нм, для синего — 436 нм. Пурпурные цвета характеризуются длинами волн их дополнительных цветов.

Насыщенность цвета — это степень свободы цвета от примеси белого света. Световые потоки одного и того же цветового тона, в зависимости от примеси белого света, могут иметь различную насыщенность. При этом цветовой тон не меняется, а создает лишь впечатление более блеклой окраски. Количественно насыщенность оценивается *чистотой цвета* P, которая устанавливает относительное содержание светового потока $\Phi_д$ чистого (спектрального) цвета в световом потоке Φ_0 того же цветового тона: $P=\Phi_д/\Phi_0=$ $=\Phi_д/(\Phi_д+\Phi_б)$, где $\Phi_б$ — световой поток белого цвета ($\Phi_б=\Phi_0-$ $-\Phi_д$).

Для чистого спектрального цвета: $\Phi_б=0$ и $P=1$; для белого цвета: $\Phi_д=0$ и $P=0$. Следовательно, чем ближе значение чистоты цвета P к единице, тем больше насыщенность.

Цветовой тон и насыщенность определяют цветность светового потока, а его яркость определяется яркостью источника света. Таким образом, цвет является величиной трехмерной, так как характеризуется тремя параметрами — яркостью, цветовым тоном и насыщенностью.

Большинство окружающих нас предметов не является источниками света, а лишь отражает в большей или меньшей мере падающий на них световой поток $\Phi_{пад}$, благодаря чему и делаются видимыми, т. е. являются как бы *вторичными источниками света.* Их светотехнические свойства характеризуются освещенностью, коэффициентом рассеянного отражения, яркостью, контрастностью и цветностью.

Освещенность E — это плотность светового потока, распределяемая по площади (S) освещаемой им поверхности: $E = \Phi_{пад}/S$.

Единица измерения освещенности — люкс (лк).

Падающий световой поток не только отражается освещаемой поверхностью, но может частично (или полностью) поглощаться или в случае прозрачных поверхностей пропускаться через них.

Отражающие свойства поверхностей характеризуются *коэффициентом рассеянного* (диффузного) отражения $Y = \Phi_{отр}/\Phi_{пад}$, где $\Phi_{отр}$ — рассеянный отраженный световой поток.

Если все спектральные составляющие падающего белого светового потока отражаются, то коэффициент рассеянного отражения от поверхности близок к единице и она имеет белый цвет. Так, например, для мела, снега $Y \approx 0,95$. Если же поглощаются все световые лучи, коэффициент рассеянного отражения от поверхности близок к нулю и она выглядит черной.

Поверхности частично, но равномерно, отражающие и поглощающие все спектральные составляющие белого света, приобретают серые, т. е. в той или иной мере ослабленные белые цвета ($0 < Y < 1$).

Если поверхность отражает отдельные составляющие спектра белого света, а все остальные поглощает, то она приобретает цвет отраженного светового потока.

Яркость поверхности (как вторичного источника света) во всех случаях определяется интенсивностью падающего и отраженного световых потоков. Отдельные элементы (участки) поверхностей предметов чаще всего имеют различные яркость и цветность, и благодаря этому создается представление об их структуре.

При наблюдении предметов (или их изображений) существенную роль играет диапазон яркостей в поле зрения, который принято называть *контрастностью* K и представлять в виде отношения яркости наиболее светлого элемента предмета или изображения B_{max} к яркости темного элемента B_{min}, $K = B_{max}/B_{min}$. Обычно $K \leqslant 100$, но иногда может достигать и нескольких тысяч.

1.3. Понятие о колориметрии

Колориметрия[1] — это наука об измерении цвета, базирующаяся на *законах смешения цветов*. Сущность этих законов следующая.

При смешении двух одинаковых цветов образуется смесь того же цвета. При смешении двух разных спектральных цветов (не являющихся дополнительными) образуется новый цвет, лежащий на шкале спектральных цветов (см. § 1.1) между смешиваемыми цветами. Например, при смешении красного и зеленого цветов образуется желтый цвет, при смешении зеленого и синего — голубой. При смешении двух дополнительных цветов образуется белый цвет. Кроме того, белый цвет, а также все остальные цвета можно получить в результате смешения трех взаимонезависимых основных

[1] Color (лат.) — цвет.

цветов, т. е. таких, каждый из которых нельзя получить путем смешения двух других. Эта закономерность определяет возможность передавать по каналу связи информацию об основных цветах и восстанавливать на приемной стороне всю гамму цветов изображения передаваемого объекта, что и положено в основу цветного телевидения.

В качестве основных цветов в колориметрии и цветном телевидении приняты цвета: красный R, зеленый G и синий B. Любой цвет F (включая белый) может быть представлен в виде суммы трех основных цветов, взятых в определенных количествах: $F = rR + gG + bB$, где коэффициенты r, g, b определяют относительные количества основных цветов ($r + g + b = 1$). Экспериментально установлено, что белый цвет получается при $r = 0{,}3$; $g = 0{,}59$; $b = 0{,}11$.

1.4. Цветовой график (локус)

Для изучения законов смешения цветов в колориметрии используется *цветовой график XYZ* (рис. 1.1.). Он представляет собой прямоугольный треугольник, плоскость которого покрыта координатной сеткой. Внутри треугольника размещена подковообразная фигура, получившая название *локус*. По периметру локуса отмечены длины волн в нанометрах, соответствующие насыщенным спектральным цветам. Насыщенные пурпурные цвета размещены на отрезке прямой линии в нижней части локуса. Внутри локуса (в центре тяжести треугольника XYZ) расположена область белого цвета C. Вся остальная площадь локуса условно разделена на участки различного цвета, насыщенность которых убывает по мере приближения от границ локуса к области белого. Взаимное расположение цветовых участков подчинено рассмотренному выше закону смешения двух цветов. При этом каждые два цвета, являющиеся дополни-

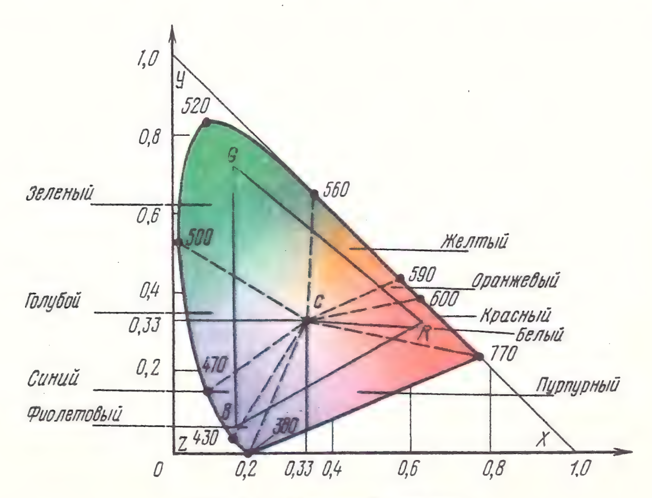


Рис. 1.1. Цветовой график

тельными, расположены диаметрально противоположно относительно области белого цвета. Если внутри локуса построить треугольник, то он ограничит область цветов, которые можно получить в результате смешения трех, лежащих в его вершинах цветов. На рис. 1.1 обозначен треугольник основных цветов RGB, внутри которого содержатся все цвета, включая белый.

На цветовом графике каждый цветовой оттенок однозначно характеризуется координатами X и Y. Для белого цвета $X = Y = 0{,}33$. Для измерения цвета применяют специальные приборы, называемые *колориметрами*.

1.5. Строение глаза

С помощью зрительной системы человек получает информацию о внешнем мире, форме вещей, их пространственном расположении, цвете, движении и т. д. Зрительная система состоит из внешнего органа зрения — глаза, нервной системы и зрительной коры головного мозга.

Глаз представляет собой тело примерно шарообразной формы (глазное яблоко), заключенное в плотную непрозрачную оболочку — *склеру* (рис. 1.2). Передняя часть склеры прозрачна и имеет несколько более выпуклую форму. Она называется *роговицей*. За роговицей находится *радужная оболочка*, имеющая в середине отверстие — *зрачок*. За зрачком расположен *хрусталик*, представляющий собой прозрачное тело двояковыпуклой формы. Пространство между роговицей и хрусталиком, называемое *передней камерой*, заполнено водянистой влагой, а внутренность глазного яблока — студенистым прозрачным веществом (стекловидным телом). Роговица, передняя камера и хрусталик образуют *оптическую систему* глаза.

С внутренней стороны в глазное яблоко входит зрительный нерв, состоящий из большого количества (порядка миллиона) нервных волокон, связанных со зрительным центром головного мозга. Разветвляясь, нервные волокна покрывают изнутри глазное яблоко оболочкой, называемой *сетчаткой*. Окончания нервных волокон образуют узелки двух типов, которые в соответствии с их формой называют *палочками* и *колбочками*. Глазные мышцы, переводя глаз с одного предмета на другой, могут изменять выпуклость хрусталика и этим резко фокусировать на сетчатке изображения любых

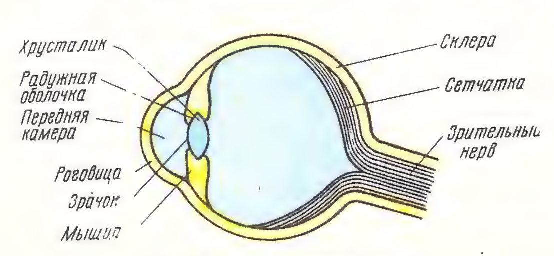


Рис. 1.2. Строение глаза

предметов. Сетчатка каждого глаза имеет около 130 млн. палочек и 7 млн. колбочек. Палочки присоединяются к волокнам зрительного нерва большими группами (по 100 шт. на одно волокно). Поэтому они обладают большой светочувствительностью (т. е. обеспечивают так называемое «сумеречное» зрение), но не дают возможности различать мелкие детали и цвет рассматриваемых предметов. Палочки преимущественно расположены по периферии сетчатки глаза, а в ее центральной части (против зрачка) сосредоточены колбочки. Каждая колбочка присоединяется, как правило, к отдельному волокну зрительного нерва. Поэтому колбочки обладают малой светочувствительностью (обеспечивают так называемое «дневное» зрение), но зато дают возможность различать очень мелкие детали и цвет рассматриваемых объектов. Установлено, что по признаку восприятия цвета колбочки делятся на три вида.

Возбуждение одного вида колбочек создает ощущение насыщенного красного цвета, другого — насыщенного зеленого, третьего — насыщенного синего. Одинаковое возбуждение всех трех видов колбочек вызывает ощущение белого цвета. Восприятие других цветов определяется степенью возбуждения каждого вида колбочек.

1.6. Основные характеристики зрения

Спектральная чувствительность зрения — это зависимость визуальной яркости световых излучений от длины волны (цвета). Она характеризуется кривой относительной спектральной чувствительности (кривой относительной видности), приведенной на рис. 1.3. Глаз наиболее чувствителен к желто-зеленой области излучений ($\lambda=555$ нм) и наименее чувствителен к сине-фиолетовой ($\lambda=380$ нм) и красной ($\lambda=770$ нм) областям. Это значит, что при воздействии на глаз, например, одинаковых по мощности излучений основных цветов — зеленого ($\lambda=546$ нм), красного ($\lambda=700$ нм) и синего ($\lambda=436$ нм) — первый будет казаться в 2 раза ярче второго и почти в 6 раз ярче третьего. Для правильного воспроизведения яркости всех цветов спектральные характеристики телевизионной системы должны выбираться с учетом кривой относительной видности.

Разрешающая способность (острота) зрения — это способность глаза разбивать изображение рассматриваемого объекта (кадра) на вполне определенное число (до нескольких тысяч) мелких участков (элементов), яркость и цветность которых может различаться

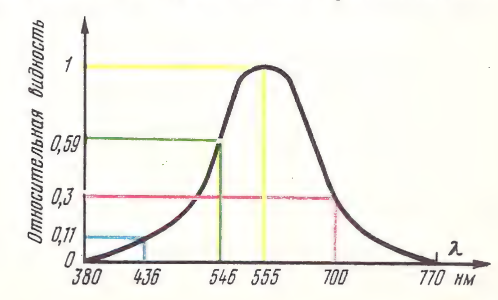


Рис. 1.3. Кривая относительной спектральной чувствительности глаза

раздельно. По всей площади каждого элемента яркость и цветность глазом усредняются. Поэтому по телевизионному каналу связи достаточно передавать информацию о яркости и цвете конечного количества элементов. Наибольшая разрешающая способность имеет место для черно-белых элементов изображения и элементов зеленого цвета. Для элементов, окрашенных в другие цвета, в том числе красный и синий, разрешающая способность значительно хуже. Следовательно, если, например, цвет зеленых элементов, имеющих некоторые предельные размеры, глаз еще различает, то цвет красных или синих элементов таких же размеров глаз различить не сможет, т. е. будет воспринимать их как черно-белые (серые), и поэтому нет необходимости передавать информацию о цвете этих элементов.

Рассмотренное свойство зрения, обусловленное структурой сетчатки и спектральной чувствительностью глаза, позволяет значительно сократить объем информации, передаваемой по телевизионному каналу связи в единицу времени.

Инерционность зрения — свойство, состоящее в том, что зрительное ощущение возникает и исчезает не сразу, а через некоторое время после воздействия или прекращения светового возбуждения. Инерционность позволяет передавать и воспроизводить совокупность элементов изображения, составляющих кадр, не одновременно, а последовательно, но с большой скоростью, например 50 кадров в секунду. При такой скорости зритель не замечает поэлементной структуры кадров, а последовательность положений подвижного изображения воспринимается как непрерывное движение.

1.7. Фотоэлектрический эффект. Устройство фотомишени

Фотоэлектрическим эффектом или *фотоэффектом* называется способность световых лучей «освобождать» электрические заряды внутри или на поверхности какого-либо физического тела. Существует три вида фотоэффекта: внешний, внутренний и в электронно-дырочном переходе.

Внешний фотоэффект используют в фотоэлементах, внутренний — в фоторезисторах, на использовании фотоэффекта в электронно-дырочном переходе основано действие фотодиодов, фототранзисторов, фототиристоров.

Использование фотоэффекта лежит в основе любой системы телевидения. Для преобразования оптических изображений в электрические сигналы каждая передающая телевизионная трубка содержит специальный фотоэлектрический электрод, называемый фотокатодом или *фотомишенью*.

Рассмотрим устройство фотомишени использующей явление внутреннего фотоэффекта.

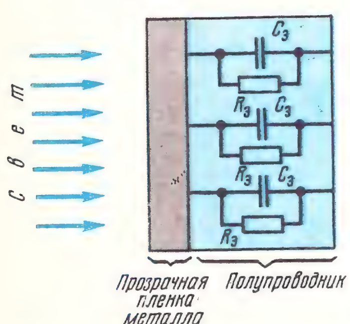


Рис. 1.4. Устройство фотомишени

Фотомишень (рис. 1.4) состоит из прозрачной для световых лучей металлической пленки (сигнальной пластины), на внутреннюю поверхность которой напылен тонкий слой полупроводникового материала. Когда нет освещения, полупроводник имеет высокое удельное сопротивление. Под действием падающего света оно уменьшается. Если полупроводник освещать неравномерным световым потоком, то удельное сопротивление более освещенных участков будет меньше, чем менее освещенных. Полупроводниковый слой может быть представлен в виде элементарных конденсаторов $C_э$, образованных между его сторонами, и шунтирующих конденсаторы фоторезисторов $R_э$. В процессе работы элементарные конденсаторы заряжаются от внешнего источника ЭДС, а разряжаются через шунтирующие их фоторезисторы.

Скорость разряда конденсаторов определяется проводимостью фоторезисторов, которая пропорциональна падающему на соответствующий участок фотомишени световому потоку.

1.8. Общие принципы электронного телевидения

Для телевизионного вещания необходимо на передающей стороне разложить изображение передаваемого объекта на мельчайшие элементы, преобразовать среднюю яркость каждого элемента в электрический импульс, затем передать последовательность импульсов (сигнал изображения) по каналу связи и на приемной стороне с помощью электросветового преобразователя, управляемого принятым сигналом, воспроизвести яркость всех элементов изображения в той же последовательности, в которой они были переданы.

На рис. 1.5 показана упрощенная модель *системы телевизионного вещания*. Изображение объекта *ОП* с помощью оптического уст-

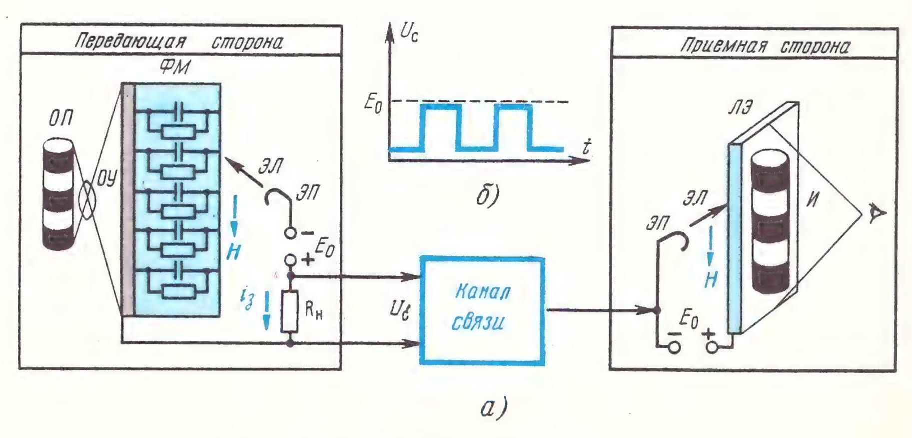


Рис. 1.5. Модель системы телевизионного вещания: *а* — схема модели; *б* — форма сигнала изображения

ройства *ОУ* проецируется на левую сторону полупроводниковой фотомишени *ФМ*, а на ее правую сторону направлен электронный луч *ЭЛ*, сформированный в электронном прожекторе *ЭП* и представляющий собой тонкий (сфокусированный) поток электронов.

На рис. 1.5, *а* фотомишень условно представлена в виде пяти элементарных цепочек.

Электронный луч, непрерывно перемещаясь по фотомишени в определенном порядке (на рис. 1.5, *а* условно показано направление перемещения *Н* сверху вниз), поочередно заряжает конденсаторы до напряжения источника питания E_0. Ток заряда $i_з$ протекает по цепи: плюс источника питания — резистор нагрузки $R_н$ — элементарный конденсатор — электронный луч — минус источника питания.

В промежутках между очередными воздействиями электронного луча каждый конденсатор разряжается через шунтирующий его элементарный фоторезистор. Поскольку проводимость фоторезисторов определяется значением падающего на них светового потока, то к моменту очередного воздействия электронного луча конденсаторы оказываются разряженными по-разному, и, следовательно, разными будут токи подзаряда конденсаторов электронным лучом до напряжения источника питания.

Токи подзаряда $i_з$ конденсаторов, протекая через резистор нагрузки, создадут на нем падение напряжения, имеющее импульсный характер и представляющее собой сигнал изображения $U_с$ (рис. 1.5, *б*). Переданный по каналу связи сигнал изображения $U_с$ на приемной стороне управляет током развертывающего электронного луча *ЭЛ*, направленного на люминофорный экран *ЛЭ*.

Применяемые для покрытия экранов люминофоры представляют собой размельченные кристаллы некоторых химических соединений, светящихся при облучении их потоком электронов. Цвет свечения люминофоров зависит от их химического состава, а яркость — от тока электронного луча.

Для правильного воспроизведения изображения *И* луч по экрану должен перемещаться синхронно и синфазно с перемещением электронного луча по фотомишени на передающей стороне, а скорость движения обоих лучей должна быть одинакова и согласована с инерционностью зрительного ощущения.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие цвета называют спектральными и какие пурпурными?
2. Какие цвета называют дополнительными?
3. Что такое световой поток и в каких единицах он измеряется?
4. Что такое сила света и в каких единицах она измеряется?
5. Что такое яркость и в каких единицах она измеряется?
6. Что такое цветовой тон и чем он характеризуется?
7. Что понимается под насыщенностью цвета?
8. Что такое освещенность и в каких единицах она измеряется?
9. Чем характеризуются отражающие свойства поверхностей?
10. Что такое контрастность?
11. Что такое колориметрия?
12. Что представляет собой цветовой график?
13. В чем суть трехкомпонентной структуры цветового зрения?

14. Что такое инерционность зрительного ощущения?
15. Что называется фотоэффектом и какие виды фотоэффекта существуют?
16. Поясните принцип электронного телевидения.

Глава 2

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

2.1. Общие сведения

Электрический импульс — это напряжение или ток, действующие в течение короткого промежутка времени, называемого *длительностью импульса* $t_и$. Различают два вида электрических импульсов: видеоимпульсы и радиоимпульсы.

Видеоимпульсы (их называют просто импульсами) представляют собой напряжения или токи, быстро возрастающие от нуля до некоторого максимального (амплитудного) положительного или отрицательного значения, а затем спадающие от максимума снова до нуля (рис. 2.1). Возрастающая часть импульса называется *фронтом*, спадающая — *срезом*, а участок между фронтом и срезом — *вершиной*. Интервал времени, в течение которого импульс нарастает или спадает, называют соответственно *длительностью фронта* $t_ф$ и *среза* $t_с$. Отношение амплитудного значения импульса к длительности фронта (среза) называют *крутизной* фронта (среза). В связи с неравномерностью фронта, вершины и среза, наличием иногда в конце импульса затянутого участка («хвоста») трудно точно фиксировать моменты перехода от одной стадии импульса к другой. Поэтому определения длительностей импульса, фронта и среза условны.

Для удобства анализа свойств импульсов их обычно идеализируют, считая совпадающими по форме с простыми геометрическими фигурами.

На рис. 2.2 показаны основные формы импульсов.

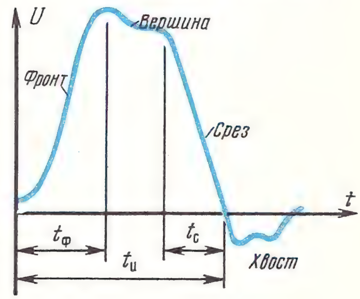


Рис. 2.1. Электрический импульс

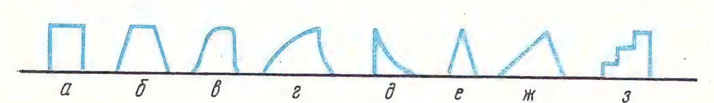


Рис. 2.2. Основные формы импульсов:
а — прямоугольная; *б* — трапецеидальная; *в* — колоколообразная; *г* — экспоненциальная; *д* — экспоненциально-падающая; *е* — треугольная; *ж* — пилообразная; *з* — ступенчатая

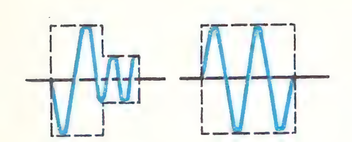


Рис. 2.3. Радиоимпульсы

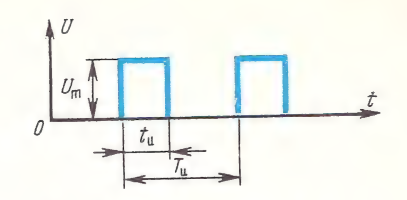


Рис. 2.4. Периодический импульсный сигнал

Радиоимпульсы — это кратковременные пакеты высокочастотных синусоидальных колебаний, модулированных по амплитуде видеоимпульсами (рис. 2.3).

Последовательность электрических видео- и радиоимпульсов, разделенных временны́ми промежутками (паузами), называется *импульсным сигналом*. Если импульсы разделены равными интервалами времени и имеют одинаковые форму, амплитуду и длительность, то импульсный сигнал называется периодическим (рис. 2.4). Основными характеристиками периодических импульсных сигналов являются: период и частота повторения, скважность, активная ширина частотного спектра.

Период повторения импульсов $T_и$ — это интервал времени между фронтами соседних импульсов.

Величина, обратная периоду повторения, называется *частотой повторения импульсов*. $F_и = 1/T_и$.

Скважность — это отношение периода повторения к длительности импульсов. $Q = T_и/t_и = 1/t_и F_и$.

2.2. Спектр импульсного сигнала

Импульсный сигнал, как и любой электрический сигнал несинусоидальной формы, может быть представлен в виде спектра, т. е. в виде суммы некоторого числа синусоидальных колебаний (гармоник) с определенными частотами, амплитудами и фазами.

Спектр периодического импульсного сигнала содержит постоянную (среднюю) составляющую («нулевую» гармонику) и бесконечно большое число синусоидальных (гармонических) составляющих, частоты которых кратны частоте повторения импульсов $F_и$. Первая гармоника имеет частоту $F_и$, вторая — $2F_и$, третья — $3F_и$ и т. д. Колебаний с частотами, не кратными $F_и$, спектр не содержит. Такой, состоящий из отдельных гармоник спектр называют *линейчатым или дискретным*[1].

[1] Если спектр содержит колебания всех частот, то он называется сплошным. Такой спектр, например, имеет одиночный импульс.

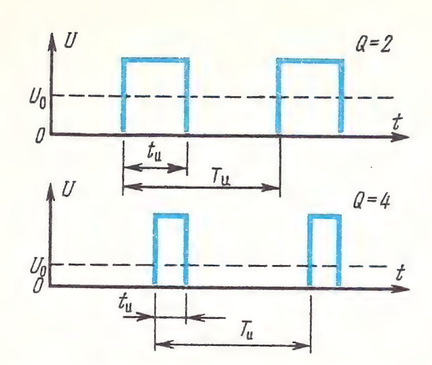


Рис. 2.5. Зависимость постоянной составляющей импульсного сигнала от скважности

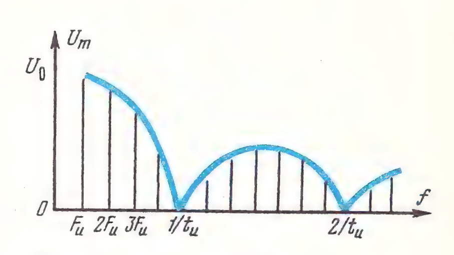


Рис. 2.6. Амплитудный спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов

Фазовые соотношения между отдельными гармониками импульсного сигнала зависят от его формы, постоянная составляющая U_0 — от скважности: чем больше скважность, тем U_0 меньше (рис. 2.5).

С увеличением номеров амплитуды гармоник по определенному закону убывают.

На рис. 2.6 показан закон изменения амплитуд гармонических составляющих (амплитудный спектр) периодической последовательности прямоугольных импульсов (см. рис. 2.4). Огибающая амплитудного спектра вначале плавно уменьшается от значения U_0 до нуля (при частоте, равной $1/t_и$), затем увеличивается, переходит через некоторый максимум и на частоте $2/t_и$ снова достигает нуля и т. д. При этом каждый последующий максимум меньше предыдущего. Отсюда видно, что без заметного ущерба для сохранения формы импульсного сигнала его гармоническими составляющими высшего порядка можно пренебречь.

2.3. Ширина частотного спектра

Активной шириной частотного спектра импульсного сигнала $F_{акт}$ называется диапазон частот от 0 до $f_{max}=F_{акт}$, в котором заключено до 95% всей энергии сигнала. Активная ширина частотного спектра обратно пропорциональна длительности импульсов и зависит от их формы (в основном от крутизны фронта). Так, для прямоугольных импульсов $F_{акт}=2/t_и$; для колоколообразных, имеющих меньшую крутизну фронта, $F_{акт}=0{,}25/t_и$.

Электрические цепи, предназначенные для практически неискаженной передачи импульсных сигналов, должны иметь полосу пропускания не меньшую, чем активная ширина частотного спектра. Частотные характеристики таких цепей должны быть равномерны, а их амплитудные и фазовые характеристики — линейны. Это значит, что все гармоники должны проходить через электрическую цепь с одинаковой задержкой во времени, их синусоидальная форма

не должна искажаться и не должны быть нарушены соотношения между амплитудными значениями отдельных гармоник.

Наличие в составе электрических цепей, помимо активных сопротивлений, также реактивных (емкостей и индуктивностей), вызывает искажение формы импульсных сигналов, так как вследствие зависимости емкостного и индуктивного сопротивлений от частоты амплитудно-частотная характеристика становится неравномерной, а фазовая — нелинейной. Кроме того, известно, что энергия электрического поля емкости и магнитного поля индуктивности не может изменяться скачкообразно. Поэтому во время действия фронта или среза импульса в электрической цепи возникают переходные процессы, задерживающие на некоторое время установление номинальных значений напряжения и тока. Длительность переходного процесса определяется *постоянной времени электрической цепи*, которая зависит от ее активного и реактивного сопротивлений.

2.4. Электрическая цепь, состоящая из элементов R и C

Рассмотрим работу электрической цепи, состоящей из последовательно соединенных резистора с активным сопротивлением R и конденсатора емкостью C (рис. 2.7 *а*).

Постоянная времени такой RC цепи $\tau = RC$ измеряется в секундах, если R выражено в омах, а C — в фарадах. Длительность переходного процесса в такой цепи примерно равна 3τ.

При подаче на вход RC цепи прямоугольного импульса длительностью $t_и = 3\tau$ (см. рис. 2.7, *г*) происходит следующее: в момент времени t_0 напряжение на входе $U_{вх}$ скачкообразно возрастает от нуля до номинального значения E (фронт импульса), что равносильно действию напряжения с бесконечно высокой частотой.

При этом емкостное сопротивление конденсатора имеет нулевое значение и все входное напряжение падает на резисторе (рис. 2.7, *е*). Затем начинается переходный процесс, в результате которого конденсатор постепенно заряжается до напряжения E (рис. 2.7, *д*), а ток в цепи и падение напряжения на резисторе уменьшаются, спадая к моменту времени t_1 до нуля.

Рис. 2.7. RC цепи и их свойства

В этот момент на входе действует срез импульса, т. е. напряжение $U_{вх}$ скачкообразно уменьшается до нуля и напряжение заряда конденсатора оказывается приложенным к резистору. Это напряжение равно амплитудному значению входного импульса E, но имеет противоположную полярность (рис. 2.7, *е*). Далее вновь идет переходный процесс, в результате которого заряд конденсатора и напряжение на резисторе спадают до нуля (момент времени t_2 на рис. 2.7, *д,е*).

2.5. Интегрирующие и дифференцирующие цепи

Как видно из рис. 2.7, *д*, напряжение на конденсаторе имеет экспоненциальную форму и длительность, бо́льшую, чем входной прямоугольный импульс. Поэтому RC цепь, включенную таким образом, что выходное напряжение снимается с конденсатора (рис. 2.7, *б*), называют *интегрирующей.* Если выходное напряжение снимается с резистора (рис. 2.7, *в*), то RC цепь называют *дифференцирующей.* Выходное напряжение такой цепи (рис. 2.7, *е*) по форме представляет собой два экспоненциально-падающих импульса равной амплитуды, но противоположной полярности, соответствующих фронту и срезу прямоугольного входного импульса. В зависимости от соотношения между длительностью $t_и$ входного импульса и постоянной времени RC цепи τ меняются амплитуда и форма напряжения на выходе интегрирующей и дифференцирующей цепей.

На рис. 2.8, *а* показаны формы напряжений на выходах интегрирующей U_c и дифференцирующей U_R RC цепей для различных

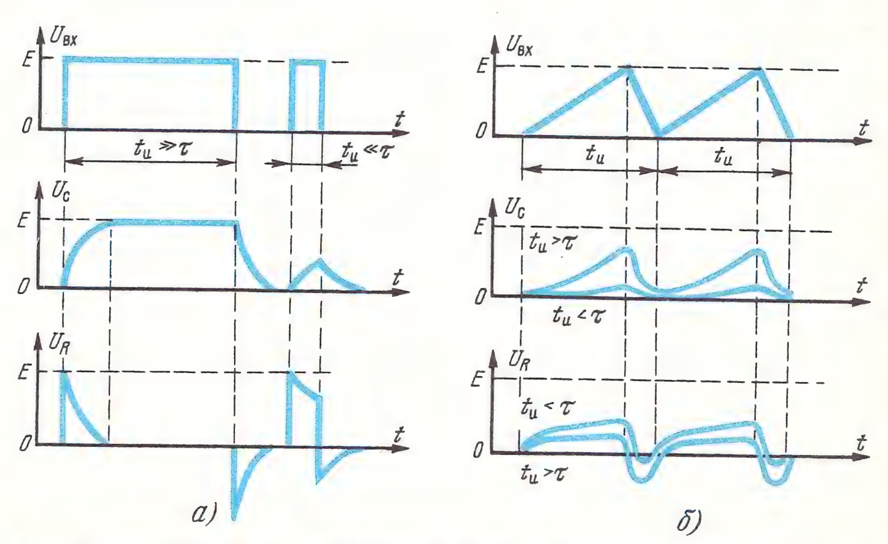


Рис. 2.8. Интегрирование и дифференцирование импульсных напряжений разной формы:
а — прямоугольной; *б* — пилообразной

соотношений между $t_и$ и τ при входных прямоугольных импульсах. Если $t_и \gg \tau$, то на выходе интегрирующей цепи получается напряжение, незначительно отличающееся от входного, а напряжение на выходе дифференцирующей цепи состоит из двух очень коротких импульсов равной амплитуды и противоположной полярности. Если же $t_и \ll \tau$, то переходный процесс прерывается в самом начале и поэтому амплитуда напряжения на выходе интегрирующей цепи оказывается чрезвычайно малой (импульс подавляется), а на выходе дифференцирующей образуется импульсное напряжение с незначительным отрицательным «выбросом», т. е. практически повторяющее входной импульс. Такие дифференцирующие цепи называют *переходными*.

На рис. 2.8, *б* представлены напряжения на выходах интегрирующей U_C и дифференцирующей U_R RC цепей при подаче на их входы последовательности пилообразных импульсов. Здесь также имеют место искажения формы импульсов: линейно нарастающие и спадающие участки искривляются в виде параболы, а при дифференцировании образуется отрицательный «выброс» напряжения. Чем больше длительность импульсов $t_и$ по сравнению с постоянной времени RC цепи τ, тем большей амплитуды достигает напряжение на выходе интегрирующей цепи, а положительное значение напряжения на выходе дифференцирующей цепи уменьшается, но зато увеличивается его отрицательный «выброс».

2.6. Цепь, состоящая из элементов R и L

Наряду с интегрирующими и дифференцирующими RC цепями, в телевизионной технике применяют также электрические цепи, состоящие из последовательно соединенных резистора с активным сопротивлением R и катушки с индуктивностью L (рис. 2.9, *а*).

Постоянная времени такой RL цепи $\tau = L/R$ измеряется в секундах, если R выражено в омах, а L — в генри.

Переходные процессы в RL цепи и RC цепи аналогичны. Поэтому все эпюры выходных напряжений, приведенные на рис. 2.7, *г*, *д*,*е*, а также на рис. 2.8, *а*,*б*, справедливы для RL цепи, если обозначения

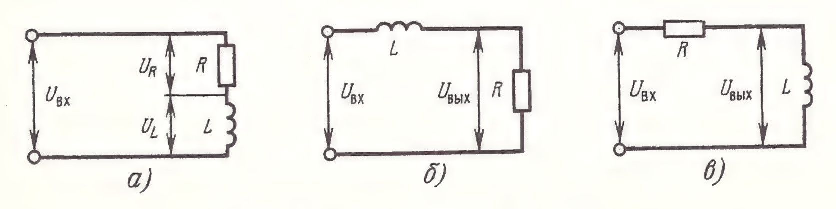


Рис. 2.9. Разновидности RL цепей:
а — RL цепь; *б* — интегрирующая; *в* — дифференцирующая

U_R заменить на U_L, а U_C — на U_R. Это обусловлено тем, что свойства индуктивности противоположны свойствам емкости.

Показанная на рис. 2.9, *б* RL цепь является интегрирующей, а на рис. 2.9, *в* — дифференцирующей.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что называют импульсным сигналом и каковы его характеристики?
2. Какая цепь называется дифференцирующей?
3. Какая цепь называется интегрирующей?
4. Поясните зависимость между формой напряжения на выходе интегрирующей RC цепи для различных соотношений τ и $t_и$.
5. Докажите, что процессы, происходящие в цепи RL, аналогичны процессам в цепи RC.

Глава 3

ПЕРЕДАЮЩИЕ И ПРИЕМНЫЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ТРУБКИ

3.1. Общие сведения

Передающие телевизионные трубки служат для преобразования оптических изображений в электрические сигналы изображения, а приемные трубки (кинескопы) для преобразования энергии электронного луча, управляемого сигналом изображения, в световое изображение на люминофорном экране.

Передающие и приемные трубки самых различных типов содержат много аналогичных составных элементов, использующих одинаковые физические явления.

И те и другие трубки заключены в стеклянные колбы определенной формы, из которых откачан воздух до получения высокого вакуума. Таким образом, телевизионные трубки являются разновидностью электровакуумных приборов. Оптическое изображение в сигнал изображения и наоборот преобразуется с помощью сфокусированного электронного луча, который представляет собой сфокусированный поток электронов. В связи с этим передающие и приемные трубки также называют *электронно-лучевыми*.

Поскольку *электронный луч* — это упорядоченный поток электрических зарядов (электронов), то фокусировать и управлять траекторией его движения можно с помощью электрических и магнитных полей.

На рис. 3.1 схематически показаны основные элементы электронно-лучевых трубок. *Электронный прожектор*, представляющий собой систему цилиндрических электродов, является источником электронного луча. Задача фокусирующей системы — превратить довольно широкий расходящийся поток электронов, излучаемых катодом электронного прожектора, в узкий электронный луч. Фокусирующие системы бывают электростатические и электромагнитные. В современных приемных трубках применяется фокусировка электростатичес-

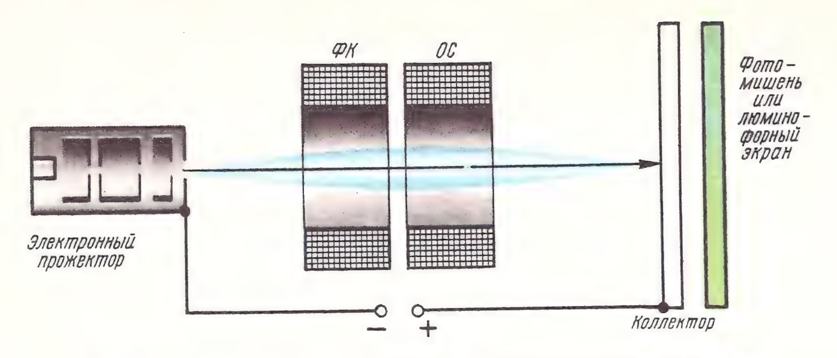


Рис. 3.1. Схема основных элементов электронно-лучевых трубок

кая, а в передающих — электромагнитная, с помощью так называемой длинной фокусирующей катушки. *Отклоняющая система* служит для изменения траектории (отклонения) электронного луча с тем, чтобы он попадал на различные точки фотомишени передающей трубки или люминофорного экрана кинескопа. В процессе работы электронно-лучевых трубок фотомишень или экран становится источником вторичных электронов, для улавливания и отвода в цепь источника питания которых служит коллектор. Он располагается вблизи поверхности фотомишени или экрана и соединяется с анодом электронного прожектора.

В современных электронно-лучевых трубках преимущественно применяют *пентодные электронные прожекторы* (рис. 3.2). В состав пентодного электронного прожектора входят: подогревной катод (источник электронов) *К*, модулятор (управляющий электрод) *М*, ускоряющий (экранирующий) электрод *УЭ*, первый (фокусирующий) анод A_1 и второй анод A_2. Все электроды имеют цилиндрическую форму и укреплены на траверсах из изоляционного материала. Отверстия в донышках цилиндров (диафрагмы) служат для пропускания только тех электронов, траектории которых близки к оси прожектора, что облегчает фокусировку электронного луча. Скорость движения электронов (их энергия) определяется потенциалом второго анода, который, например, у цветных кинескопов достигает 25 кВ.

Потенциал модулятора всегда поддерживается отрицательным относительно катода. Изменение разности потенциалов между ка-

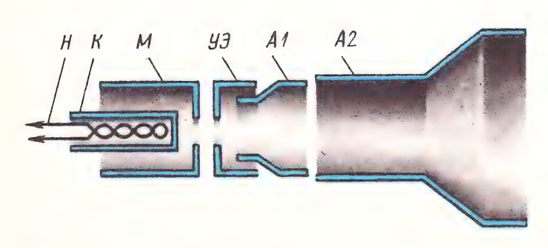


Рис. 3.2. Электронный прожектор

тодом и модулятором позволяет изменять (модулировать) ток электронного луча. При определенной отрицательной разности потенциалов между модулятором и катодом электронный прожектор запирается.

Потенциалы ускоряющего электрода и первого анода выбирают исходя из конкретных требований к параметрам электронно-лучевых трубок.

3.2. Электростатическая фокусировка электронного луча

Электростатическая фокусировка электронного луча осуществляется электростатическими линзами, подобно тому, как луч света фокусируется оптическими линзами.

Простейшая *электростатическая линза* представляет собой пару цилиндрических электродов (анодов), расположенных вдоль оси трубки *ДД′* (рис. 3.3). Потенциал второго анода A_2 должен быть больше потенциала первого анода A_1.

Созданное этими электродами электрическое поле будет прижимать электроны к оси трубки, собирая их в точке *Д′*, которая должна находиться на поверхности экрана кинескопа или фотомишени передающей трубки.

В пентодном электронном прожекторе (см. рис. 3.2) фокусирующая электростатическая линза образуется между первым (фокусирующим) и вторым анодами. Оптимальная фокусировка электронного луча достигается подбором потенциала фокусирующего электрода.

3.3. Электромагнитное отклонение электронного луча

Электромагнитное отклонение электронного луча основано на законах взаимодействия между магнитным полем и электрическим

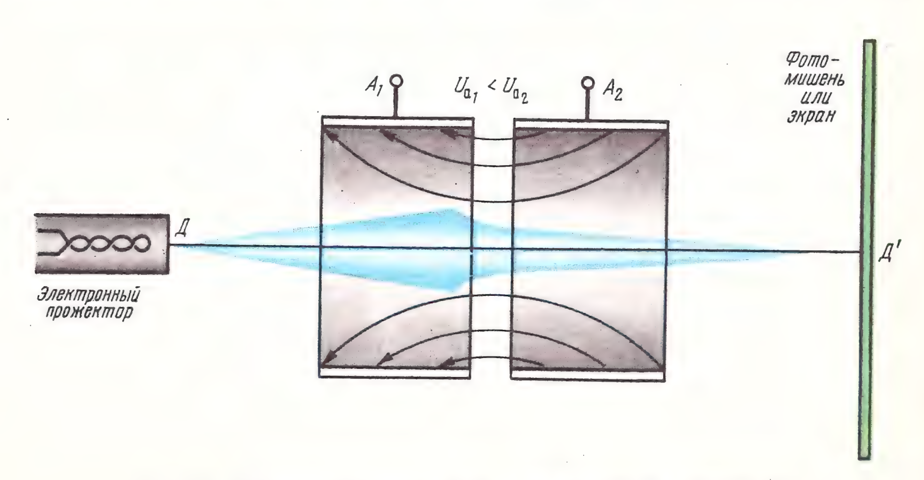


Рис. 3.3. Электростатическая линза и ее оптический эквивалент

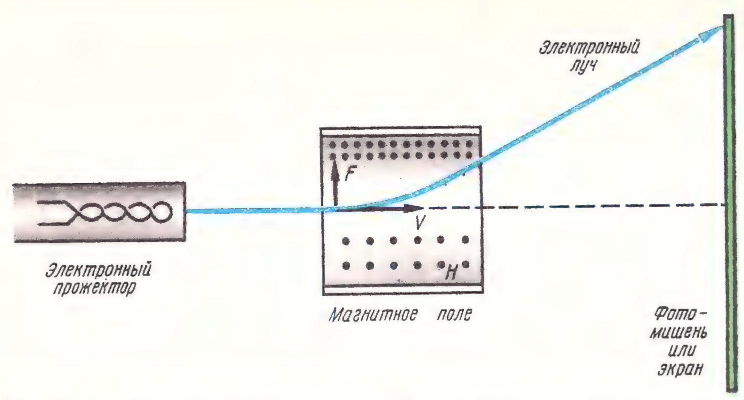


Рис. 3.4. Определение направления силы, действующей на электрон в магнитном поле

током. Движущийся электрон подобен элементарному электрическому току и поэтому испытывает со стороны магнитного поля такое же действие, как и проводник с током.

Из теории электротехники известно, что на прямолинейный проводник с током, а значит, и на электрон при его движении в равномерном магнитном поле действует механическая сила F, равная произведению заряда электрона e, напряженности магнитного поля H, скорости движения электрона v и синуса угла α между направлением магнитных силовых линий (направлением H) и скорости v, т. е. $F = eHv \sin\alpha$. Направление этой силы определяется по известному правилу левой руки.

Если электрон с некоторой постоянной скоростью v движется в плоскости, перпендикулярной направлению силовых линий магнитного поля H (рис. 3.4), то сила F направлена перпендикулярно скорости v ($\alpha = 90°$), и под действием этой силы траектория электрона в пределах магнитного поля приобретает форму дуги окружности.

Рассмотренное явление используется в системах электромагнитного отклонения электронного луча. Магнитное поле создается парой отклоняющих катушек, расположенных снаружи колбы электронно-лучевой трубки. По катушкам протекает отклоняющий ток, форма которого определяется принятым законом отклонения электронного луча.

3.4 Электромагнитная фокусировка электронного луча

Если направление скорости движения электрона не перпендикулярно силовым линиям магнитного поля, а составляет с ними небольшой угол ($0 < \alpha \ll 90°$), то электрон наряду с круговым будет совершать поступательное движение, описывая в пространстве винтовую линию. Все электроны, вылетевшие из какой-то одной точки A (рис. 3.5), совершив один оборот, вновь соберутся в одной точке B, и это будет повторяться при каждом обороте.

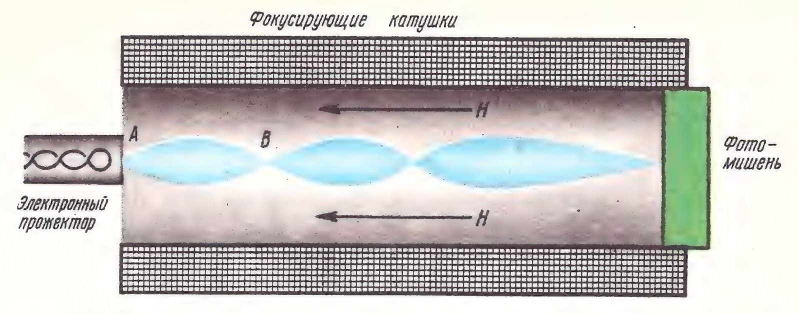


Рис. 3.5. К пояснению фокусировки электронного луча в магнитном поле

Такой закон движения электронов используется для электромагнитной фокусировки электронного луча в передающих электронно-лучевых трубках. На колбу трубки надевается длинная фокусирующая катушка, которая создает равномерное магнитное поле на всем пути движения электронов от прожектора до фотомишени. Оптимальная фокусировка достигается изменением постоянного тока, протекающего в катушке.

3.5. Передающая телевизионная трубка

В настоящее время наибольшее распространение получила передающая трубка типа *видикон*, основанная на использовании внутреннего фотоэффекта. Первый проект видикона был предложен в 1925 г. советским ученым А. А. Чернышевым; впервые такая трубка изготовлена в 1950 г.

Устройство видикона показано на рис. 3.6. На внутреннюю торцевую поверхность цилиндрической колбы нанесена полупроводниковая фотомишень *ФМ*. Сигнальная пластина фотомишени соединена

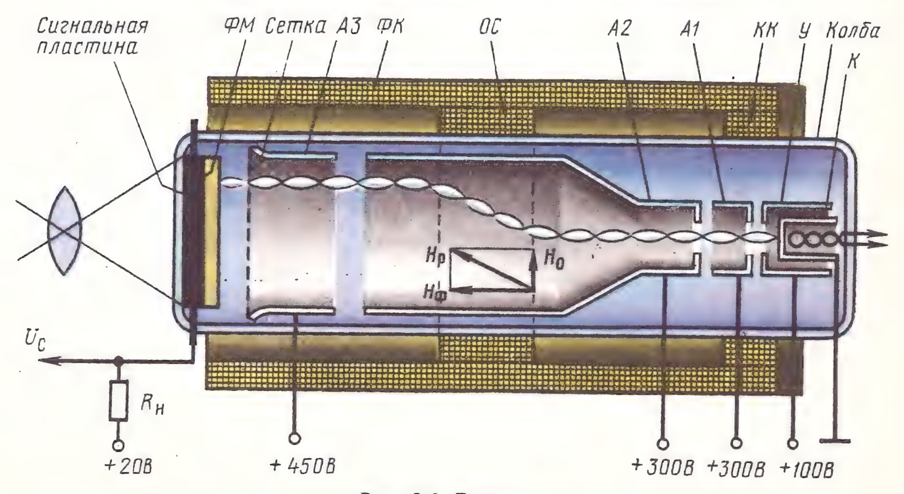


Рис. 3.6. Видикон

с металлическим кольцом, которое вварено в стекло колбы и выведено наружу.

Внутри колбы размещен пентодный электронный прожектор, состоящий из подогревного катода *К*, управляющего электрода *У* и трех анодов, *А*1, *А*2, *А*3, последний из которых заканчивается вблизи фотомишени мелкоструктурной выравнивающей сеткой. Применение сетки обеспечивает перпендикулярный подход электронов луча к фотомишени по всей ее поверхности. Снаружи на колбу надеты: длинная фокусирующая катушка *ФК*, отклоняющая система *ОС*, а также корректирующая катушка *КК*, которая служит для совмещения траектории электронов с осью трубки.

Фокусирующая катушка создает магнитное поле $H_ф$, направленное вдоль оси трубки, а магнитное поле отклоняющей системы $H_о$ направлено перпендикулярно к оси. В пространстве *MN* результирующее магнитное поле $H_р$ определяется геометрической суммой $H_о$ и $H_ф$. Двигаясь в направлении линий результирующего поля, сфокусированный электронный луч отклоняется от оси трубки на расстояние, пропорциональное напряженности отклоняющего поля $H_о$. Пройдя пространство *MN*, он вновь будет двигаться в направлении линий поля $H_ф$, т. е. параллельно оси трубки.

Процесс формирования сигнала изображения $U_с$ на подключенном к сигнальной пластине нагрузочном резисторе $R_н$ аналогичен рассмотренному в § 1.8.

Видиконы обладают довольно высокой чувствительностью. Существенным их недостатком является инерционность, проявляющаяся в виде ухудшения резкости при передаче подвижных изображений.

Разновидностями видикона являются такие передающие трубки, как *плумбикон, кремникон и суперкремникон*, у которых усложнена структура фотомишеней и тем самым снижена инерционность, а также улучшены спектральные характеристики.

3.6. Преобразование цветных изображений в электрические сигналы

Воспроизведение цветного изображения основано на смешении световых потоков трех основных цветов — красного *R*, зеленого *G* и синего *B*. Поэтому при передаче цветного изображения световой поток разделяется с помощью цветоделительной оптики на три световых потока основных цветов, каждый из которых направляется на фотомишень отдельной передающей трубки.

На рис. 3.7 показана упрощенная структурная схема трехтрубочной передающей камеры цветного телевидения *RGB*. Цветоделительная оптическая система содержит два дихроичных зеркала, $З_1$ и $З_2$. Эти зеркала отражают световой поток одного цвета и пропускают световые потоки других оставшихся цветов.

Здесь дихроичное зеркало $З_1$ отражает синий световой поток F_B, а зеленый и красный F_G и F_R пропускает. Дихроичное зеркало $З_2$ пропускает зеленый поток F_G, а красный F_R отражает. Оп-

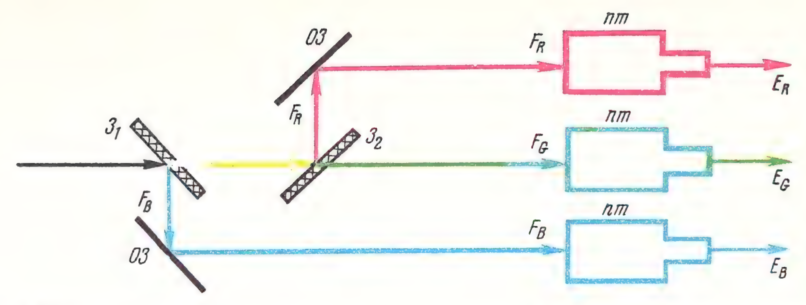


Рис. 3.7. Упрощенная структурная схема трехтрубочной передающей камеры цветного телевидения

тическое изображение в зеленом цвете непосредственно, в красном и синем цветах через отражающие зеркала *ОЗ* поступают на фотомишени передающих трубок *ПТ* и преобразуются в электрические сигналы изображения E_R, E_G и E_B.

3.7. Приемные телевизионные трубки черно-белого телевидения

Приемные телевизионные трубки — *кинескопы* — преобразуют электрические сигналы изображения в оптическое изображение. Воспроизведение изображения на экране обеспечивается отклонением электронного луча по определенному закону и модуляцией тока луча сигналом изображения.

Кинескоп представляет собой стеклянную колбу (рис. 3.8), состоящую из цилиндрической горловины и конической части.

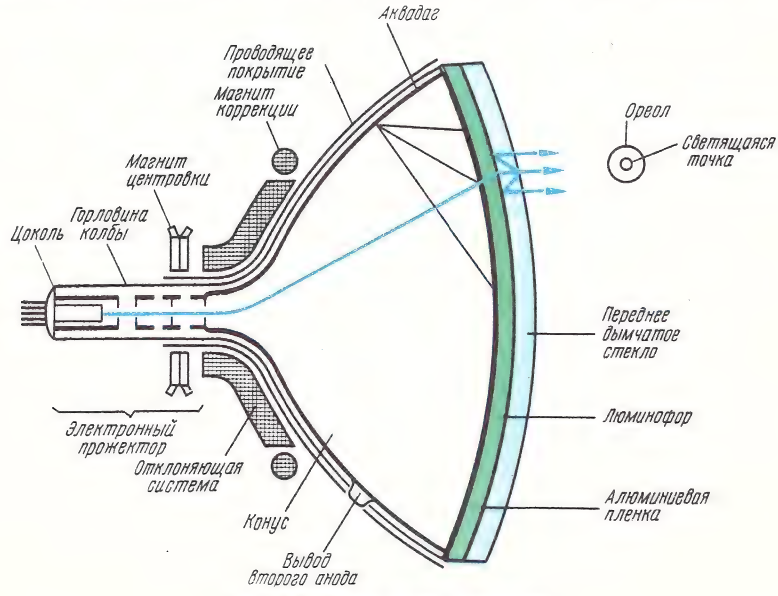


Рис. 3.8. Устройство кинескопа

В горловине размещен *электронный прожектор*, выводы электродов которого (кроме второго анода) сделаны через цоколь. Вывод второго анода расположен на конической части колбы и соединен с электронным прожектором через внутреннее проводящее покрытие колбы, называемое *аквадагом*.

На наружной поверхности конуса колбы также имеется проводящее покрытие, соединенное электрически с шасси телевизора. Таким образом создается своеобразный конденсатор, обкладками которого являются внутреннее и наружное проводящие покрытия, а диэлектриком — стекло колбы. Этот конденсатор осуществляет фильтрацию высоковольтного напряжения, питающего второй анод кинескопа.

Переднее стекло конуса колбы является экраном. Экраны современных кинескопов имеют прямоугольную и не строго сферическую уплощенную форму. Внутренняя поверхность экрана покрыта люминофором, на который наносится тонкая (0,05...0,5 мкм) алюминиевая пленка, соединенная со вторым анодом через аквадаг. Эта пленка при потенциале второго анода более 10 кВ прозрачна для электронов и в то же время как зеркало отражает свечение люминофора в сторону зрителя, что повышает светоотдачу экрана.

Кроме того, алюминирование экрана предотвращает появление на нем ионного пятна — желтовато-черного пятна в центре, образующегося в результате бомбардировки экрана отрицательными ионами, которые излучаются катодом вместе с электронами. Ионы имеют значительно бóльшую массу, чем электроны, и поэтому магнитным полем практически не отклоняются. Бомбардируя центральную часть экрана, они способны вызвать частичное разрушение люминофора. Поскольку скорость движения тяжелых ионов значительно меньше, чем электронов, алюминиевая пленка их не пропускает к люминофору и тем самым предотвращает появление ионного пятна.

Алюминиевая пленка также способствует повышению контрастности изображения, так как не пропускает излучаемый люминофором свет внутрь колбы, иначе эти световые лучи, отразившись от стекла конуса, создавали бы дополнительную засветку всего поля экрана (на рис. 3.8 показано штриховыми линиями). Еще одной мерой, направленной на повышение контрастности мелких деталей изображения, является изготовление передней части колбы из дымчатого стекла. При этом ослабляется ореол вокруг светящейся точки. Из рис. 3.8 видно, что образование ореола обусловлено отражением части светового потока, созданного светящейся точкой люминофора, от передней и задней поверхностей стекла экрана. Дымчатое стекло значительно ослабляет световой поток, прошедший в его толще двойной путь.

3.8. Отклонение электронного луча, центровка и коррекция формы растра

На горловину кинескопа надевается отклоняющая система, состоящая из двух пар катушек специальной формы (рис. 3.9). Через

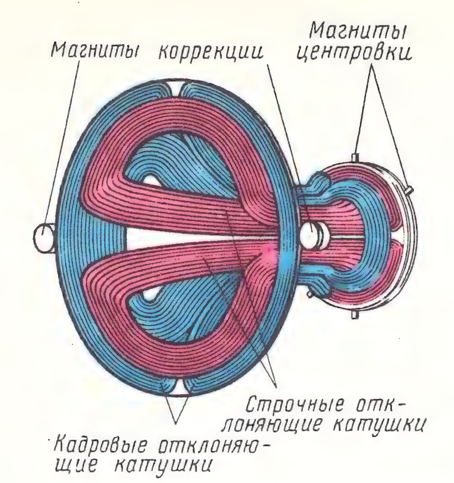
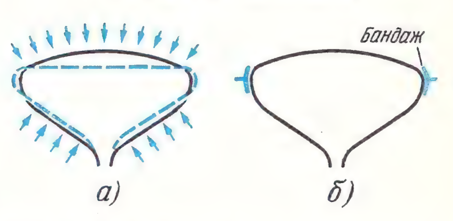


Рис. 3.9. Отклоняющая система

←

Рис. 3.10. Взрывозащита кинескопа: *а* — действие атмосферного давления на кинескоп; *б* — принцип действия системы взрывозащиты



катушки протекают отклоняющие токи, вырабатываемые генераторами разверток. Поле одной пары катушек отклоняет луч по горизонтали, а поле другой, одновременно, по вертикали. В результате на экране кинескопа высвечивается прямоугольник, называемый *растром*. С отклоняющей системой обычно конструктивно объединены два кольцевых постоянных магнита центровки растра и два цилиндрических постоянных магнита коррекции формы растра.

Поле магнитов центровки подбирается так, чтобы растр располагался симметрично относительно осей экрана. Поле магнитов коррекции компенсирует искривления границ растра, обусловленные неравномерностью магнитных полей отклоняющих катушек и уплощенной формой экрана.

Алюминированный экран при всех своих положительных качествах не терпит остановки электронного луча, т. е. прекращения процесса его отклонения. Если это случается, то происходит так называемый «прожег» экрана (на экране образуется темная точка или полоса). Для предотвращения этого в телевизоре предусматриваются меры, обеспечивающие гашение электронного луча при исчезновении отклоняющих магнитных полей.

3.9. Взрывозащита кинескопа

При конструировании кинескопов большое внимание обращается на прочность колбы, так как она испытывает на себе большие нагрузки.

Атмосферное давление действует на кинескоп со всех сторон. Но поверхности экрана и конуса, расположенного напротив экрана, значительно больше, чем поверхность боковых стенок колбы. Поэтому экран и конус сдавливаются атмосферным давлением с такой силой, что боковые стенки начинают растягиваться и стремятся как бы выпучиться наружу (рис. 3.10, *а*). Если на боковых поверхностях колбы имеются какие-нибудь мелкие дефекты, например

царапины, то под действием сил растяжения они могут превратиться в трещины, что приведет к взрыву кинескопа.

Для устранения возможности взрыва на кинескоп надевается металлический бандаж, который сжимает боковые поверхности колбы так, чтобы скомпенсировать усилие растяжения боковых стенок (рис. 3.10, *б*).

В современных кинескопах дно колбы штампуют отдельно из специального стекла, а затем приваривают к конусной части кинескопа. Но из-за неоднородности стекла сопротивление места сварки резко снижается, а при эксплуатации кинескопа, когда изменяются окружающая температура, влажность, атмосферное давление, в зоне сварки образуются микротрещины, которые могут постепенно углубляться. Этот процесс ослабляет прочность колбы, в результате она может самопроизвольно разрушиться, т. е. произойдет взрыв. Для устранения этого промежуток между металлическим бандажом и стеклом заполняется веществом, которое имеет такой же коэффициент расширения, как и стекло. Если же стекло все-таки в этой зоне деформируется, то расширение трещины будет медленным и незначительным, что разрушает колбу, но устраняет возможность взрыва.

3.10. Модуляционная характеристика кинескопа

Электронный луч кинескопа модулируется напряжением сигнала изображения, которое прикладывается между управляющим электродом (модулятором) и катодом.

Зависимость тока луча кинескопа $I_л$ от разности потенциалов между катодом и модулятором $U_м$ называется *модуляционной характеристикой кинескопа* (рис. 3.11). Из характеристики видно, что при больших отрицательных напряжениях на модуляторе относительно катода ток луча становится равным нулю; кинескоп в это время заперт. С уменьшением отрицательного напряжения на модуляторе ток луча, а следовательно, и яркость свечения экрана возрастают.

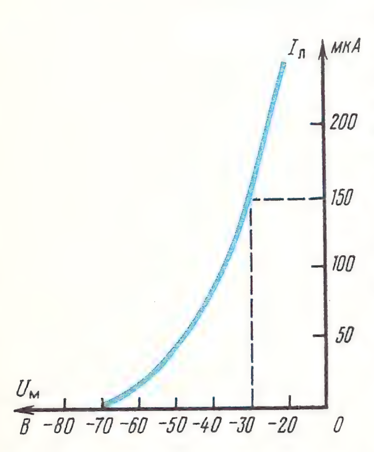


Рис. 3.11. Модуляционная характеристика кинескопа

В современных кинескопах черно-белого телевидения самое темное место изображения соответствует напряжению на модуляторе около —70 В, а самое светлое — напряжению —30 В. При этом ток луча $I_л$ = 100...150 мкА. Дальнейшее увеличение тока луча вызывает его расфокусировку и поэтому в телевизорах обычно ограничивается.

Модуляционная характеристика кинескопа устанавливает нелинейную зависимость между током луча и напряжением на модуляторе: $I_л = U_м^{\gamma}$. Такая

же зависимость будет между яркостью свечения экрана $B_э$ и напряжением сигнала изображения $U_с$, приложенным между катодом и модулятором: $B_э = KU_с^{\gamma}$, где K — коэффициент пропорциональности, равный яркости свечения экрана при $U_с = 1$ В; γ (гамма) — коэффициент нелинейности модуляционной характеристики; для современных кинескопов $\gamma = 1{,}5 \div 2{,}8$.

Нелинейность модуляционной характеристики приводит к искажению воспроизводимой на экране кинескопа контрастности изображения по сравнению с оригиналом (светлые детали воспроизводятся с большей, а темные — с меньшей контрастностью). Для компенсации этих искажений на телецентре осуществляют *гамма-коррекцию* сигналов изображения, пропуская их через цепь, имеющую характеристику, обратную модуляционной.

3.11. Кинескоп цветного телевидения с дельта-образным расположением электронных прожекторов

Устройство такого кинескопа показано на рис. 3.12. Его электронно-оптическая система содержит три взаимонезависимых пентодных прожектора, расположенных дельта-образно (по углам равностороннего треугольника). Электронные лучи отклоняются общей

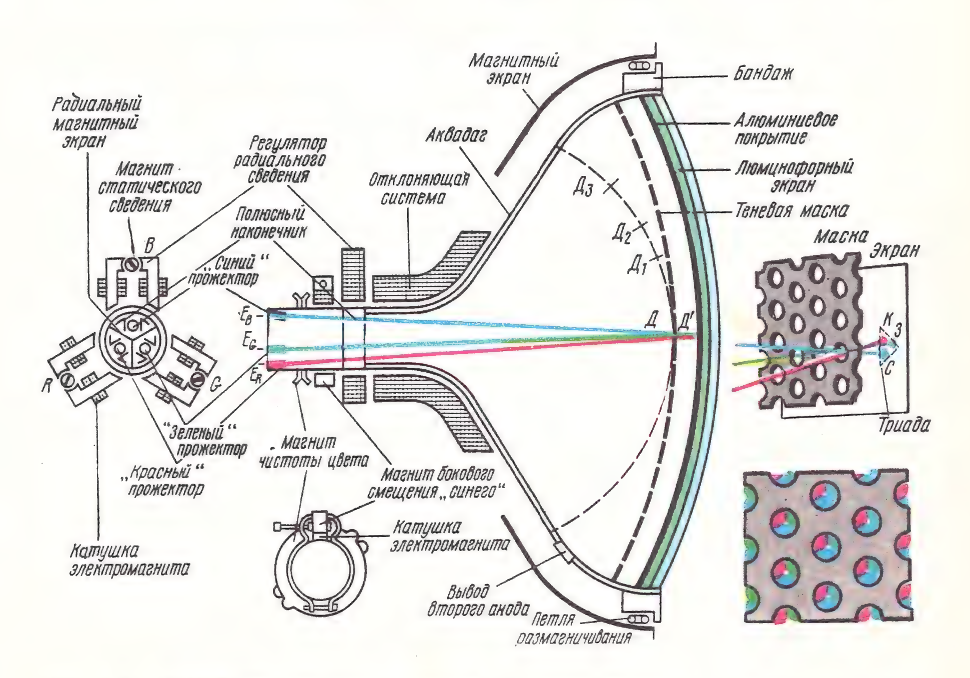


Рис. 3.12. Устройство цветного кинескопа с дельта-образным расположением прожекторов

отклоняющей системой. Алюминированный люминофорный экран кинескопа представляет собой мозаику из большого количества (до полутора миллионов) люминофорных точек трех видов: под действием электронной бомбардировки одни светятся красным цветом, другие — зеленым, третьи — синим. Люминофорные точки чередуются в строго определенном порядке, образуя триады, т. е. сочетания из трех точек разного вида, центры которых располагаются по углам равностороннего треугольника. Если смотреть со стороны электронных прожекторов, то «синяя» люминофорная точка триады будет внизу, «красная» — вверху слева, а «зеленая» — вверху справа. Каждый из трех электронных прожекторов кинескопа должен возбуждать люминофорные точки только одного вида («красные», «зеленые» или «синие»).

Прожектор, предназначенный для возбуждения «синих» люминофорных точек, помещается в верхней части горловины кинескопа, «красных» — внизу справа, «зеленых» — внизу слева.

Для того чтобы направить электронные лучи на соответствующие люминофорные точки триады, расположенной в центре экрана кинескопа, оси электронных прожекторов наклонены под углом около 1° к оси кинескопа. При этом три луча пересекаются (сходятся) в некоторой точке *Д* (лежащей на оси кинескопа и удаленной от экрана на расстояние *ДД'*), а затем расходятся и попадают на «свои» люминофорные точки триады. В процессе отклонения общей отклоняющей системой электронные лучи будут перемещаться по экрану, и если не принять специальных мер, то каждый луч будет возбуждать не только «свои», но и люминофорные точки двух других цветов, что недопустимо. Для обеспечения воздействия электронных лучей только на «свои» люминофорные точки, перед экраном (на расстоянии около 12 мм) устанавливается цветоуправляющая теневая маска — тонкая металлическая диафрагма с круглыми отверстиями диаметром около 0,25 мм, находящимися против геометрических центров люминофорных триад. Теперь электронные лучи, пересекаясь в плоскости теневой маски и проходя через ее отверстия, будут попадать только на «свои» люминофорные точки каждой триады. В промежутках между отверстиями маски путь электронным лучам к экрану преграждается, и тем самым предотвращается возможность возбуждения лучом, например, «красного» прожектора «зеленых» и «синих» люминофоров. Если два луча, например «зеленый» и «синий», погасить (т. е. запереть соответствующие прожекторы), то на экране образуется растр красного цвета. Аналогично на экране образуется растр зеленого или синего цвета, если в первом случае погасить «красный» и «синий», а во втором — «красный» и «зеленый» лучи.

Степень однородности свечения экрана в каждом отдельном (основном) цвете оценивается понятием *чистоты цвета*. Если на всей (или, по крайней мере, на большей части) площади экрана красный, зеленый или синий цвет однороден, т. е. не имеет примеси других цветов, то чистота цвета считается обеспеченной.

При одновременном воздействии на экран трех электронных лучей глаз человека (в силу ограниченной разрешающей способности) воспринимает свечение трех люминофорных точек каждой триады в виде одного светящегося пятна, имеющего цвет смеси основных цветов (R, G, B). Если интенсивность свечения всех люминофорных точек примерно одинакова, то цвет каждой триады, а следовательно, всего экрана будет белым. Обычно интенсивность свечения «красных», «зеленых» и «синих» люминофорных точек, при равных значениях возбуждающих их токов электронных лучей, неодинакова. Поэтому для получения белого цвета приходится подбирать соотношения между токами лучей отдельных прожекторов путем регулировки постоянных напряжений на их электродах. Эта операция называется регулировкой баланса белого и является обязательной для каждого кинескопа, иначе правильное цветовоспроизведение не будет обеспечено.

Для получения на экране кинескопа цветного изображения необходимо одновременно модулировать предварительно сбалансированные электронные лучи первичными цветовыми сигналами E_R, E_G и E_B, прикладывая их между катодами и модуляторами соответствующих прожекторов. Если на три электронных прожектора вместо сигналов цветности одновременно подается сигнал яркости E_Y (сигнал черно-белого телевидения), то на экране кинескопа воспроизводится черно-белое изображение.

3.12. Особенности работы кинескопа с дельта-образным расположением электронных прожекторов

До сих пор предполагалось, что электронные лучи по всей площади экрана пересекаются (сходятся) в плоскости теневой маски и, проходя через ее отверстия, одновременно возбуждают только «свои» люминофорные точки каждой триады.

Однако в силу целого ряда причин (некоторой неточности изготовления электронно-оптической системы, придания уплощенной, а не строго сферической формы экрану и теневой маске, дельта-образного расположения электронных прожекторов, смещения центра отклонения электронных лучей из-за неправильной установки отклоняющей системы, воздействия посторонних магнитных полей, включая магнитное поле Земли) упомянутые условия, а следовательно, сходимость лучей и чистота цвета, как правило, нарушаются.

Так, в результате воздействия посторонних магнитных полей, неправильного расположения отклоняющей системы на горловине кинескопа и неточности изготовления электронно-оптической системы кинескопа могут измениться углы наклона к плоскости маски электронных лучей, из-за чего последние будут возбуждать на разных участках экрана как «свои», так и (полностью или частично) «чужие» люминофорные точки, чем вызовут нарушение чистоты цвета.

Для обеспечения чистоты цвета на горловине кинескопа размещается *магнит регулировки* чистоты цвета, а также предусмотрена

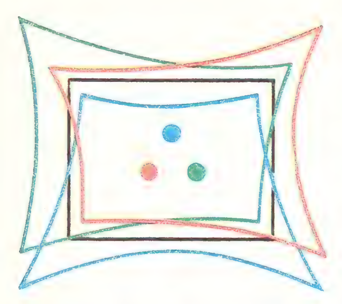


Рис. 3.13. Рассовмещение трех одноцветных растров

возможность перемещения отклоняющей системы вдоль оси кинескопа.

Магнит регулировки чистоты цвета состоит из двух колец, намагниченных по диаметру, которые можно поворачивать вместе или по отдельности вокруг оси кинескопа (см. рис. 3.12).

Придание уплощенной формы экрану и теневой маске приводит к тому, что три совмещенных в центре электронных луча (см. рис. 3.12, точка *Д*) неминуемо рассовмещаются при отклонении от центра.

Действительно, точка пересечения электронных лучей *Д*, перемещаясь по сферической траектории (показанной на рис. 3.12 штриховой линией), будет занимать положения $Д_1$, $Д_2$, $Д_3$ и т. д., удаленные от плоскости маски.

Следовательно, на периферийных участках экрана электронные лучи будут проходить к экрану через разные отверстия маски, одновременно возбуждая хотя и «свои» люминофорные точки, но разных триад. Свечения этих удаленных друг от друга точек зритель будет воспринимать не слитно, а раздельно, т. е. увидит на экране три рассовмещенных растра: один красного, второй зеленого и третий синего цвета (рис. 3.13).

Каждый растр имеет трапецеидальную форму с изогнутыми (подушкообразными) границами, что обусловлено дельта-образным расположением электронных прожекторов. Если смотреть со стороны экрана, то «красный» прожектор расположен левее и ниже, «зеленый» — правее и ниже, «синий» — выше оси кинескопа. Поэтому путь, который проходит луч «красного» прожектора до левого края экрана, оказывается короче, чем до правого; путь луча «зеленого» прожектора, наоборот, короче до правого края, чем до левого; пути обоих лучей короче до нижнего края экрана, чем до верхнего, а путь луча «синего» прожектора короче до верхнего края экрана. В результате стороны красного, зеленого и синего растров, лежащие на более удаленных расстояниях от «своих» прожекторов, становятся несколько длиннее противоположных сторон, и три растра приобретают форму растянутых по углам трапеций.

3.13. Статическое и динамическое сведение лучей

Для совмещения (сведения) трех растров, на горловине кинескопа размещается *система статического и динамического сведения лучей*, которая состоит из регулятора радиального сведения и магнита бокового смещения «синего» луча, конструктивно объединенного с магнитом регулирования чистоты цвета (см. рис. 3.12). На плате регулятора радиального сведения укреплены три П-образных ферритовых магнитопровода, в соответствующие гнезда которых

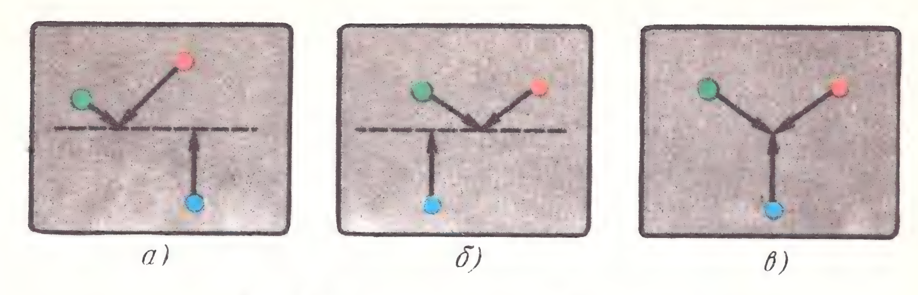


Рис. 3.14. Статическое сведение трех лучей:
а, б — перемещение «красного» и «зеленого» лучей на экране кинескопа в процессе радиального статического сведения; *в* — боковое (горизонтальное) смещение «синего» луча

вставлены постоянные магниты цилиндрической формы, намагниченные по диаметру. Магниты служат для совмещения трех лучей в центре экрана (т. е. обеспечивают статическое сведение). Магнитное поле каждого из них смещает один из электронных лучей в радиальном направлении. При этом всегда имеется возможность поочередным вращением магнитов абсолютно точно свести любые два луча (рис. 3.14, *а, б*), а третий может не совместиться с ними и для полного сведения потребуется его дополнительное смещение в другом (не радиальном) направлении (рис. 3.14, *в*). Поэтому в состав системы сведения введен еще один постоянный магнит, обеспечивающий боковое (горизонтальное) смещение «синего» луча. Он располагается на горловине кинескопа в зоне катодо-модуляторного узла «синего» прожектора (см. рис. 3.12).

На магнитопроводах регулятора радиального сведения лучей и бокового смещения синего луча кроме постоянных магнитов размещены катушки электромагнитов (см. рис. 3.12), предназначенные для динамического сведения, т. е. совмещения трех лучей на периферийных участках экрана.

Питание электромагнитов осуществляется специально сформированными токами в отдельном блоке цветного телевизора, называемом блоком сведения.

Внутри горловины кинескопа, против магнитопроводов регулятора радиального сведения, установлены три пары специальных полюсных наконечников (см. рис. 3.12), разделенных радиальными магнитными экранами. Таким образом обеспечивается преимущественное воздействие магнитного поля каждого постоянного магнита и электромагнита регулятора радиального сведения только на один из электронных лучей.

В связи с обилием магнитов, размещенных на горловине кинескопа, центровка совмещенного растра и коррекция подушкообразных искажений его границ производятся в цветном кинескопе (в отличие от черно-белого) путем изменения величины и формы отклоняющих токов.

3.14. Размагничивание стальных конструкций цветного кинескопа

Для ослабления влияния внешних магнитных полей на чистоту цвета и сходимость электронных лучей конусообразная часть колбы кинескопа заключается в экран из магнитомягкой стали, по периметру которого укладывается петля размагничивания (см. рис. 3.12).

Петля служит для периодического (обычно каждый раз при включении телевизора) размагничивания стальных конструкций кинескопа: бандажа, теневой маски, магнитного экрана. Она питается кратковременным убывающим по амплитуде переменным током, формируемым несложным автоматическим устройством.

На рис. 3.15 показана схема одного из таких устройств, которое состоит из резистора R1 (270 Ом) и двух позисторов (терморезисторов с положительными температурными коэффициентами сопротивления), R2 и R3. При каждом включении телевизора от блока питания на устройство подается переменное синусоидальное напряжение 127 В. В первый момент суммарное сопротивление «холодных» позисторов R2 и R3 составляет единицы ом. Поэтому в петле размагничивания $L_п$ протекает большой ток (3...5 А). По мере нагрева позисторов их сопротивление резко возрастает и через 1...2 мин (к моменту появления изображения) ток в петле размагничивания падает до единиц миллиампер, т. е. практически исчезает. Для поддержания высокого сопротивления в течение всего времени работы телевизора между позисторами установлен тепловой контакт. Позистор R2 удерживается в нагретом состоянии теплом, выделяемым позистором R3, который, в свою очередь, нагревается проходящим через него и резистор R1 током.

3.15. Кинескоп цветного телевизора с самосведением лучей

Существенным недостатком рассмотренного кинескопа является сложность динамического сведения трех лучей. Блок сведения телевизора с таким кинескопом содержит 12...18 регуляторов. Значительное упрощение эксплуатации телевизоров достигается применением кинескопов с планарным расположением электронных прожекторов, щелевой цветоуправляющей маской и жестко закрепленной (наклеенной) на горловине специально сконструированной от-

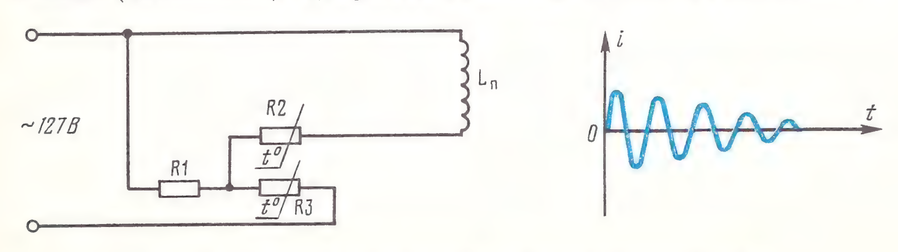


Рис. 3.15. Устройство питания — петли размагничивания

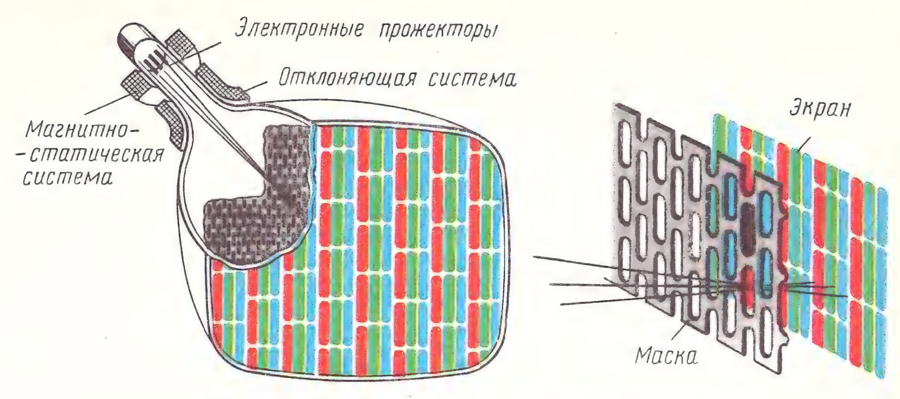


Рис. 3.16. Устройство кинескопа с самосведением

клоняющей системой, которые называются *кинескопами с самосведением.*

Их особенности сводятся к следующему. Три прожектора электронно-оптической системы кинескопа с самосведением расположены по горизонтальной прямой линии строго параллельно друг другу (рис. 3.16). Расстояние между осями прожекторов около 5 мм. Непосредственно на оси кинескопа располагается «зеленый» прожектор, а «красный» и «синий» — симметрично по обе стороны от него. Отверстия в теневой маске имеют щелевидную форму, а люминофорный экран представляет собой чередование тонких вертикальных полосок «красного», «зеленого» и «синего» люминофоров,

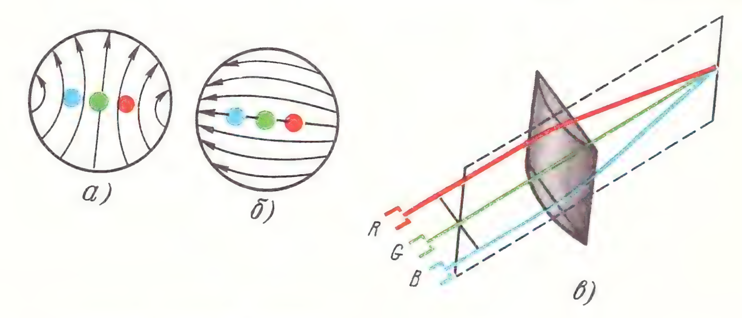


Рис. 3.17. Принцип работы отклоняющей системы кинескопа с самосведением:
а — магнитное поле катушек горизонтального отклонения; *б* — магнитное поле катушек вертикального отклонения; *в* — электромагнитная линза результирующего магнитного поля

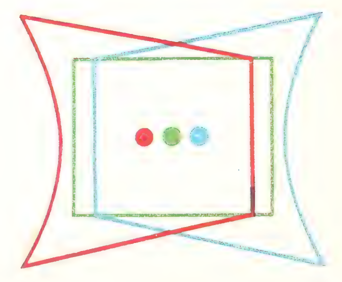


Рис. 3.18. Рассовмещение трех одноцветных растров кинескопа с самосведением при отклонении лучей однородным магнитным полем

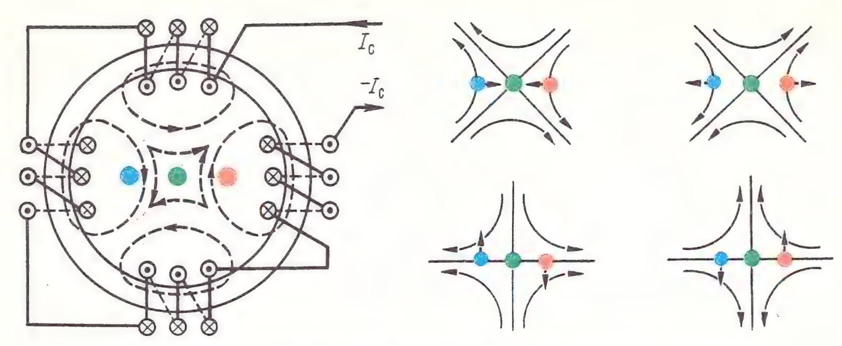


Рис. 3.19. К пояснению действия корректирующих катушек

образующих против каждой щели теневой маски одинаковые триады. Такая структура экрана исключает попадание каждого из лучей на люминофоры других цветов по вертикали и существенно облегчает регулировку чистоты цвета, которая заключается теперь в смещении лучей только по горизонтали.

Общая для трех электронных лучей отклоняющая система сконструирована таким образом, что магнитное поле катушек горизонтального отклонения имеет подушкообразную, а вертикального отклонения — бочкообразную форму (рис. 3.17, *а*, *б*). Результирующее поле отклоняющих катушек образует электромагнитную линзу, действие которой на электронные лучи подобно действию цилиндрической линзы в оптических системах (рис. 3.17, *в*). Такая линза обеспечивает совмещение трех электронных лучей в плоскости теневой маски по всей ее площади, несмотря на уплощенную форму экрана и маски, а также корректирует трапецеидальные искажения красного и синего растров (рис. 3.18), которые неминуемо возникли бы при отклонении равномерным магнитным полем, поскольку «красный» и «синий» прожекторы, хотя и симметрично, но смещены относительно оси кинескопа (зеленый растр не подвержен трапецеидальным искажениям, так как «зеленый» прожектор расположен на оси кинескопа). Таким образом, отпадает необходимость в динамическом сведении лучей кинескопа.

Однако все перечисленные достоинства отклоняющей системы реализуются в полной мере при высокой точности ее изготовления и установки на горловине кинескопа. Смещение положения отклоняющей системы даже на 1 мм приводит к заметному нарушению сведения лучей. Поэтому установку и юстировку отклоняющей системы на горловине кинескопа производят при его изготовлении, после чего прочно закрепляют (наклеивают), и она становится неотъемлемой частью кинескопа.

В некоторых случаях (у кинескопов с большим размером экранов) для коррекции остаточного разведения вертикальных линий изображения в верхней и нижней частях экрана отклоняющая

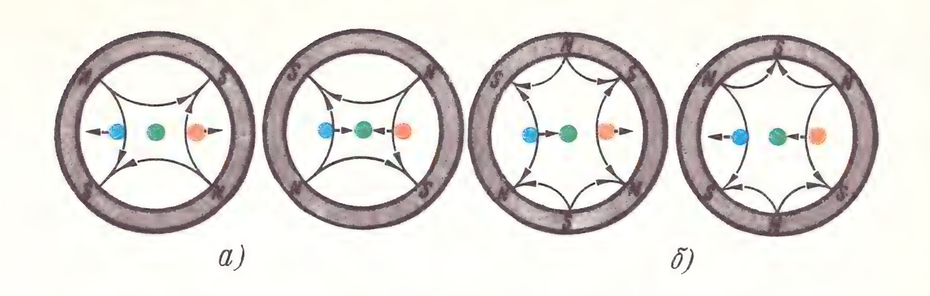


Рис. 3.20. Магниты статического сведения лучей:
а — четырехполосный; *б* — шестиполосный

система дополняется четырьмя корректирующими *квадрупульными* катушками, магнитные поля которых сдвигают «синий» и «красный» лучи в противоположных направлениях как по горизонтали, так и по вертикали (рис. 3.19). На оси кинескопа эти магнитные поля взаимно компенсируются и на «зеленый» луч не действуют. Корректирующие катушки питаются токами пилообразной формы, сформированными в несложном устройстве с минимальным числом регулирующих элементов (два...три).

Кроме отклоняющей системы на горловине кинескопа размещается магнитостатическая система (МСУ), состоящая обычно из постоянных магнитов статического сведения лучей, чистоты цвета и симметрирования растра.

Каждый магнит образован парой запрессованных в пластмассу намагниченных по диаметру колец. Материал магнитов (бариевый феррит) обладает малой магнитной проницаемостью, и поэтому их магнитные поля практически не оказывают влияния на магнитное поле отклоняющей системы.

Магнитные кольца можно поворачивать вокруг горловины кинескопа относительно друг друга. Взаимное расположение магнитных колец в паре определяет величину и направление магнитного поля.

Для статического сведения лучей в плоскости теневой маски используются две пары магнитов: пара четырехполюсных (рис. 3.20, *а*) и пара шестиполюсных (рис. 3.20, *б*). Четырехполюсные магниты позволяют одновременно приближать «красный» и «синий» лучи к «зеленому» или (при изменении направления магнитного поля) удалять эти лучи от него, а шестиполюсные магниты обеспечивают одновременное смещение «красного» и «синего» лучей вправо или влево относительно «зеленого» луча.

На положение «зеленого» луча обе пары магнитов не действуют, так как их магнитные поля на оси кинескопа взаимно компенсируются. Магниты регулирования чистоты цвета и симметрирования растра создают вертикально направленные магнитные поля и поэтому позволяют смещать одновременно все три луча по горизонтали.

Магнитный экран кинескопа с самосведением расположен внутри, а катушки размагничивания снизу и сверху конической части колбы. Обе катушки размагничивания соединены последовательно.

3.16. Основные характеристики кинескопов

Современные кинескопы как для черно-белого, так и цветного телевидения выпускаются во взрывобезопасном исполнении с прямоугольными алюминированными экранами. Условное обозначение кинескопов состоит из четырех элементов:

двузначное число, показывающее размер экрана по диагонали в сантиметрах;

двухбуквенный символ ЛК (лучевой кинескоп);

цифра, обозначающая порядковый номер разработки кинескопа;

буква, обозначающая цвет свечения экрана (Б — белое, Ц — трехцветное).

В табл. 1 приведены основные параметры кинескопов, применяемых в современных телевизорах.

Таблица 1

Условное обозначение	Угол отклонения, град	Напряжения на электродах					Размеры растра, мм
		второй анод, кВ	фокусирующий электрод, В	ускоряющий электрод, В	модулятор, В	накал, В	
16ЛК1Б	70	7—11	0—600	250—450	—50—0	1,35	92×116
31ЛК3Б	110	9—13	—50—500	200—350	—120—0	12	195×257
31ЛК4Б	90	9—13	—50—500	200—350	—120—0	11	202×254
40ЛК6Б	70	9—15	—300—1000	250—500	—125—0	6,3	240×310
50ЛК1Б	110	12—20	—550—1100	200—550	—150—0	6,3	308×394
61ЛК3Б	110	14—20	—500—1000	350—700	—150—0	6,3	375×481
25ЛК2Ц*	90	14,4—17,5	1800—2800	250—500	—100—0	12,6	138×185
32ЛК1Ц	90	15—20	3200—4000	200—600	—400—5	6,3	182×246
51ЛК2Ц	90	20—27,5	6550—7450	200—900	—400—0	6,3	303×404
61ЛК3Ц	90	20—27,5	4700—5500	250—750	—400—0	6,3	362×482
61ЛК5Ц	90	20—27,5	6550—7450	200—900	—400—0	6,3	362×482
А67-270Х**	110	20—27,5	4700—5500	460—820	—400—0	6,3	397×527

* Все цветные кинескопы, кроме 61 ЛК3Ц, с самосведением.

** Цветной кинескоп фирмы WALCO (Финляндия) с размером экрана по диагонали 67 см.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы основные элементы электронно-лучевых трубок?
2. Как осуществляется электростатическая фокусировка луча?
3. В чем заключается механизм отклонения электронного луча магнитным полем?
4. Как осуществляется электромагнитная фокусировка луча?

5. Поясните принцип работы видикона.
6. Расскажите о кинескопе для черно-белого телевидения.
7. В чем заключаются принципиальные отличия масочных кинескопов цветного телевидения?
8. Каково назначение магнитов регулирования чистоты цвета, радиального сведения и магнита бокового смещения синего луча?
9. Как работает кинескоп с самосведением лучей?
10. Поясните систему условного обозначения кинескопов.

Глава 4

СВОЙСТВА И ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА

4.1. Понятие о развертке изображения

В основе всех современных телевизионных систем лежит принцип поочередной передачи элементов изображения.

Процесс передачи изображения по элементам называется *разверткой изображения*, а порядок передачи отдельных элементов изображения — *способом развертки*. Развертка изображения осуществляется электронным лучом.

В телевизионном вещании принято равномерное движение развертывающего луча по параллельным горизонтальным линиям, называемым *строками*, при одновременном смещении в поперечном (вертикальном) направлении. Все строки, располагаясь одна под другой, образуют *растр*.

На рис. 4.1, *а* показано образование растра (число строк условно взято равным 13).

Движение луча вдоль оси X называется *строчной разверткой*, а вдоль оси Y — *кадровой разверткой*. Движение луча от начала строки к ее концу образует *прямой ход* строчной развертки; возвращение луча от конца предыдущей строки к началу следующей называется *обратным ходом развертки*.

Совокупность времени прямого $t_{z\,\text{пр}}$ и обратного $t_{z\,\text{обр}}$ ходов составляет период *строчной развертки* $T_z = t_{z\,\text{пр}} + t_{z\,\text{обр}}$.

Аналогично строчной развертке, кадровая тоже имеет прямой и обратный ходы, а период кадровой развертки $T_n = t_{n\,\text{пр}} + t_{n\,\text{обр}}$, причем $T_n \gg T_z$, поскольку число строк разложения обычно несколько сотен. На рис. 4.1, *б*, *в* показаны графики изменения во времени напряженностей магнитных полей $H_с$ и $H_к$, создаваемых строчными и кадровыми отклоняющими катушками соответственно.

Во время обратных ходов строчной и кадровой разверток изображение не передается и не воспроизводится (электронные прожекторы передающей и приемной трубок запираются).

За время обратного хода кадровой развертки не участвует в образовании растра несколько периодов строк (на рис. 4.1 условно показан один такой строчный период). Поэтому время обратного хода как строчной, так и кадровой разверток должно быть минимальным. Однако практически обратный ход строчной

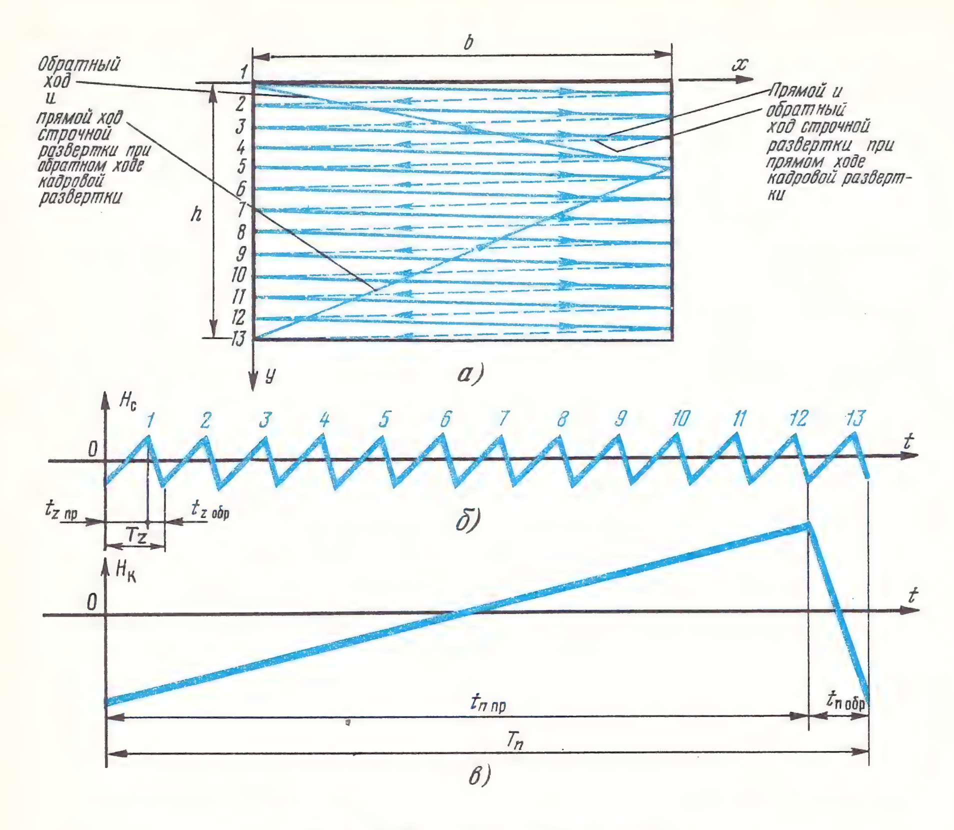


Рис. 4.1. Развертка изображения:
а — образование телевизионного растра; *б, в* — изменение напряженности магнитного поля разверток строчной и кадровой соответственно

развертки не удается сделать меньше чем 10—12% от периода строки, а обратный ход кадровой развертки 7—8% от периода кадра.

4.2. Чересстрочная развертка

В § 1.6 указывалось, что для восприятия слитных изображений необходимо передавать и воспроизводить их с частотой 50 кадров в секунду. Однако, как будет показано ниже, при такой частоте смены кадров сигнал изображения занимает очень широкую полосу частот, что по целому ряду причин нежелательно. Поэтому в системах телевизионного вещания частота смены кадров выбирается вдвое ниже, т. е. 25 кадров в секунду, но применяется *чересстрочный способ развертки* изображения, при котором передается и воспроизводится полный кадр в виде двух полукадров или полей. За время развертки первого поля прочерчиваются нечетные, а за время развертки второго поля — четные строки кадра. Таким образом получается, что в секунду передается не 25, а как бы 50 кадров.

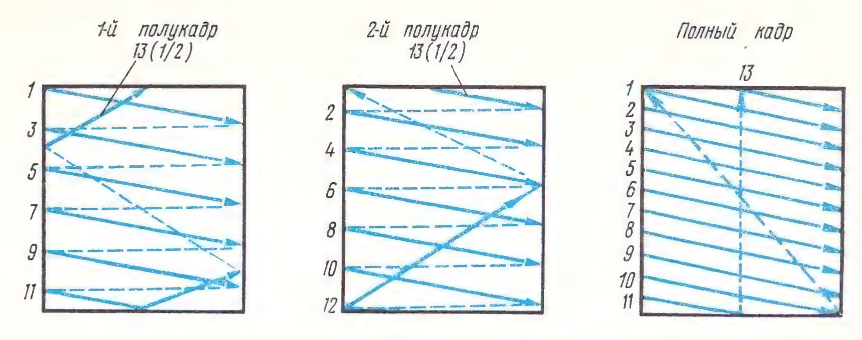


Рис. 4.2. Чересстрочная развертка изображения

Каждое поле содержит информацию только о половине элементов изображения целого кадра. Однако благодаря инерционности глаз воспринимает изображение обоих полей как слитное изображение, содержащее полное число элементов. Слитному восприятию способствует также тот факт, что при большом числе строк разложения сюжет изображения одной строки мало отличается от сюжета изображения следующей строки.

На рис. 4.2 показано образование растра при чересстрочной развертке (для 13 строк). В первом полукадре движение электронного луча начинается в левом верхнем углу растра. Луч прочерчивает первую строку, смещаясь к концу ее прямого хода под действием кадрового отклоняющегося поля на уровень третьей строки, затем прочерчивает 3, 5, 7, 9-ю и, наконец, 11-ю строки. Последняя нечетная строка первого поля растра (11-я) прочерчивается не полностью, а только наполовину. Затем электронный луч возвращается к верхнему краю растра. На обратный ход кадровой развертки приходится вторая половина прямого хода 11-й строки, ее обратный ход и первая половина прямого хода 13-й строки. В начале второго полукадра электронный луч прочерчивает остаток 13-й строки, смещаясь при этом на уровень второй строки развертки, и далее прочерчивает все четные строки растра (2, 4, 6, 8 и 10-ю).

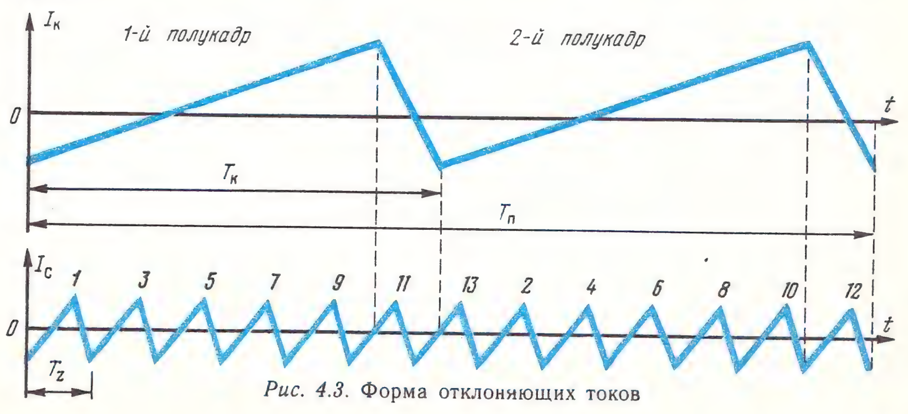


Рис. 4.3. Форма отклоняющих токов

Развертка последней четной строки заканчивается в нижнем правом углу растра. Отсюда луч возвращается в верхний левый угол (прямой и обратный ходы 12-й строки), и весь процесс начинается сначала. При совмещении полей строки чередуются, образуя кадр с полным числом строк, за исключением потерянных во время обратных ходов кадров развертки.

Необходимая форма токов в кадровых и строчных отклоняющих катушках при чересстрочной развертке показана на рис. 4.3, где $T_к$ — период развертки одного полукадра, $T_к = T_n/2$.

4.3. Параметры развертки

Телевизионные развертки характеризуют следующими параметрами: числом строк разложения в одном кадре z, числом передаваемых кадров в секунду n, форматом кадра K, т. е. отношением ширины растра к его высоте, периодами развертки кадра T_n, полукадра $T_к$ и строки T_z, направлением движения электронного луча.

Отечественным стандартом (ГОСТ 7845—79) установлено: $z = 625$; $n = 25$; $K = 4/3$; $T_n = 1/25$ $c = 40$ мс; $T_к = T_n/2 = 1/50$ $c = 20$ мс; $T_z = T_n/z = 2T_к/z = 1/15\,625$ $c = 64$ мкс.

Следовательно, частота развертки полного кадра $f_n = 1/T_n = 25$ Гц, частота развертки полей (называемая частотой кадровой развертки) $f_к = 1/T_к = 50$ Гц, частота строчной развертки $f_z = 1/T_z = 15\,625$ Гц.

Направление движения электронного луча во время прямого хода строчной развертки принято слева направо, кадровой развертки — сверху вниз.

4.4. Частотный спектр сигнала изображения

Для определения требуемой *полосы пропускания* канала связи, по которому передается телевизионный сигнал, необходимо знать частотный спектр сигнала изображения, т. е. его нижнюю и верхнюю граничные частоты.

Частотный спектр зависит как от характера изображения, так и от параметров развертки. *Нижняя граничная частота* соответствует изображению, имеющему минимальное число изменений яркости, т. е. содержащему наименьшее число деталей. Таким изображением является неподвижная картинка, состоящая из двух деталей разной яркости (рис. 4.4, *а*). При ее развертке через нагрузку передающей трубки в течение одного кадра протекают два импульса тока — по одному в каждом поле (рис. 4.4, *б*).

Период образовавшегося импульсного сигнала будет равен периоду полукадра $T_n = T_к$, а его частота (нижняя граничная частота сигнала изображения) — частоте смены полей кадровой развертки: $f_n = f_к = 50$ Гц.

Верхняя граничная частота соответствует изображению, содержащему максимальное число элементов, яркость которых позволяет

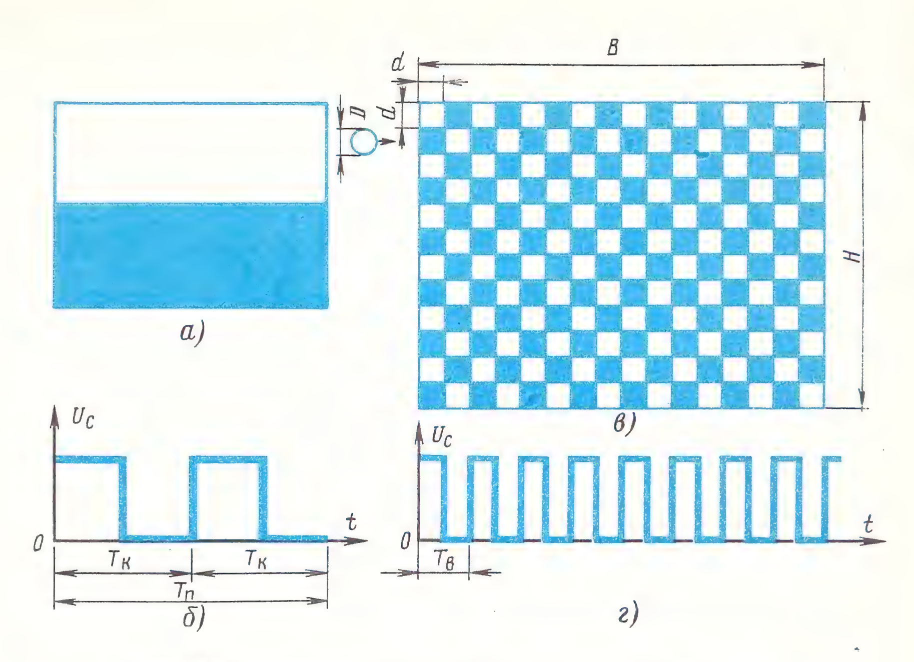


Рис. 4.4. Определение граничных частот сигнала изображения: *а, б* — нижней; *в, г* — верхней

раздельно передать (и воспроизвести) телевизионная система. Такое изображение, состоящее из чередующихся светлых и темных элементов (квадратов), показано на рис. 4.4, *в*.

Геометрические размеры d каждого элемента соответствуют высоте строки, которая, в свою очередь, определяется *апертурой* — конечным размером D развертывающего электронного пятна.

При развертке каждой пары соседних элементов изображения получаются импульсы тока, следующие с периодом $T_в$ (рис. 4.4, *г*). Частота такого импульсного сигнала, являющаяся верхней граничной частотой сигнала изображения, $f_в = 1/T_в$. Верхняя граничная частота, как и нижняя, находится в прямой зависимости от частоты смены полей, а также от числа строк разложения и формата кадра.

Действительно, если принять число элементов изображения, укладывающихся по высоте кадра H (см. рис. 4.4, *в*), равным числу строк разложения z, то вдоль каждой строки B уложится в $K = B/H$ раз больше, т. е. Kz элементов, а общее число элементов будет $N = z \cdot Kz = Kz^2$. Для передачи всех элементов полного кадра отводится время $T_n = 2\ T_к$. Следовательно, время передачи одного элемента $T_э = 2\ T_к/N = 2\ T_к/Kz^2$, а время передачи каждой пары элементов, т. е. соответствующий верхней граничной частоте период импульсного сигнала, $T_в = 2T_э = 4T_к/Kz^2$. Отсюда верхняя гра-

ничная частота

$$f_в=\frac{1}{T_в}=\frac{Kz^2}{4}\frac{1}{T_к}, \text{ или } \quad f_в=\frac{Kz^2}{4}f_к,$$

где $f_к=1/T_к$ — частота смены полукадров.

Подставив значения $K=4/3$, $z=625$ строк и $f_к=50$ Гц, получим $f_в=6{,}5$ МГц.

Фактически, вследствие потери части строк за время обратного хода кадровой развертки число активных (несущих информацию об изображении) строк будет несколько меньше чем 625, а $f_в=6{,}0$ МГц.

Поскольку верхняя граничная частота (6 МГц) значительно выше нижней (50 Гц), то ширина частотного спектра сигнала изображения определяется только верхней граничной частотой, т. е. $\Delta f=f_в-f_н\approx f_в=6$ Мгц.

Очевидно, что при увеличении частоты смены кадров или числа строк разложения увеличивается верхняя граничная частота и расширяется частотный спектр сигнала изображения. Так, при $f_n=50$ Гц частотный спектр составил бы 12 МГц.

4.5. Понятие об уровнях сигнала изображения

Как было показано выше, сигнал изображения представляет собой совокупность импульсов, амплитуда которых пропорциональна яркости элементов передаваемого объекта.

Уровень сигнала, соответствующий самым темным элементам изображения, называется *уровнем черного*, а наиболее ярким — *уровнем белого*. Сигналы, соответствующие серым элементам изображения, занимают промежуточные уровни.

Если уровню белого соответствует максимальное значение сигнала изображения, то такой сигнал называется *позитивным*. Если уровню белого соответствует минимальное (а уровню черного — максимальное) значение сигнала изображения, то такой сигнал называется *негативным*.

Сигнал изображения может подаваться на катод или модулятор (управляющий электрод) кинескопа. На катод должен подаваться негативный сигнал, на модулятор — позитивный. В противном случае на экране возникает негативное изображение, т. е. светлые детали воспроизводятся темными, а темные — светлыми.

4.6. Постоянная составляющая сигнала изображения

Свет по своей природе униполярен, так как яркость не может быть величиной отрицательной. Следовательно, и сигнал изображения также униполярен и поэтому имеет среднюю (постоянную) составляющую.

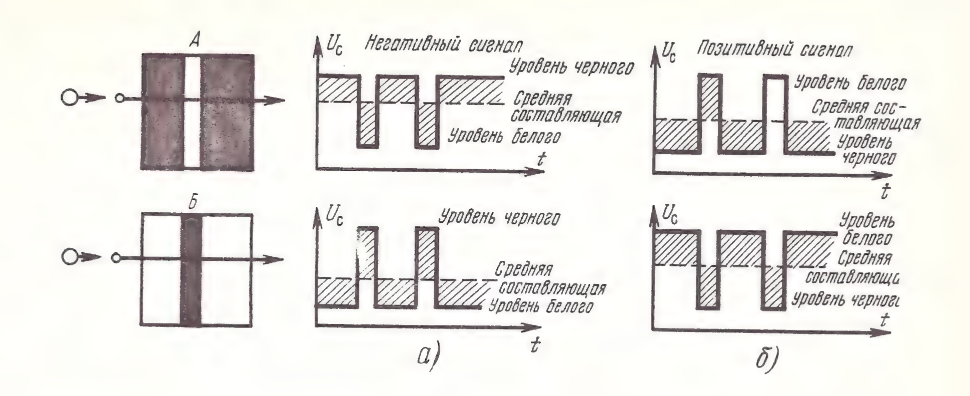


Рис. 4.5. Зависимость средней составляющей от характера изображения для сигналов: *а* — негативного; *б* — позитивного

Среднее значение сигнала за строку пропорционально средней яркости этой строки. Среднее значение сигнала за полный кадр пропорционально средней яркости всего изображения.

Средняя составляющая зависит, во-первых, от характера объекта (соотношения площадей его ярких и темных элементов) и, во-вторых, от освещенности объекта. На рис. 4.5 показано образование средней составляющей для двух изображений, *А* и *Б* при негативном и позитивном сигналах.

В изображении *А* преобладают темные участки, так как это узкая светлая полоска на темном фоне. В изображении *Б*, наоборот, преобладают светлые участки.

Из рисунка видно, что при негативной полярности сигнала для изображения *А* средняя составляющая значительно больше, чем для изображения *Б*. При позитивной полярности сигнала, наоборот, средняя составляющая изображения *Б* больше, чем для изображения *А*. Если объект подсветить, то черные элементы станут серыми и средняя составляющая негативного сигнала уменьшится, а позитивного — увеличится. Если освещение объекта ослабить, то средняя составляющая негативного сигнала возрастет, а позитивного — уменьшится.

При передаче изображения неподвижного объекта и неизменной освещенности средняя составляющая будет постоянной. Обычно во время телевизионной передачи освещенность и содержание изображения (т. е. соотношение между светлыми и темными элементами) меняются. Однако эти процессы происходят постепенно. Поэтому частота изменений средней составляющей получается очень низкой и колеблется в пределах от 0 до 2...3 Гц, что дает право по сравнению даже с самой низкой частотой сигнала изображения (50 Гц) во всех случаях считать среднюю составляющую постоянной составляющей сигнала.

В усилительных ступенях, имеющих разделительные конденсаторы, постоянная составляющая неизбежно теряется. При этом любая сцена, независимо от ее содержания и освещенности, воспроизводится на экране кинескопа с одинаковой средней яркостью, а хорошо освещенные кадры не отличаются от затемненных. В цветном телевидении потеря постоянной составляющей приводит к искажению насыщенности цветов изображения по всему полю экрана: недостаток средней яркости воспринимается как сгущение красок, а ее избыток, наоборот, как обеднение. Для устранения искажений, возникающих вследствие потери постоянной составляющей, в телевизионных устройствах принимаются меры по ее сохранению или восстановлению.

4.7. Качество телевизионного изображения

Качество изображения, воспроизводимого на экране кинескопа, определяется степенью соответствия его изображению передаваемого объекта и, в первую очередь, зависит от особенностей формирования сигнала изображения и вносимых в него искажений.

На рис. 4.6, *а*, *б* показаны изображение, состоящее из чередующихся разнояркостных деталей различной ширины, и форма негативного сигнала одной строки развертки. Пока электронный луч *ЭЛ* перемещается по достаточно широкой светлой детали *А*, образуется сигнал изображения, соответствующий уровню белого. Когда луч достигает левой границы темной детали *Б* и проходит ее, сигнал постепенно нарастает от уровня белого до уровня черного, а затем, при прохождении правой границы этой детали, постепенно спадает снова до уровня белого.

Аналогично формируются сигналы и при развертке других деталей изображения (*В*, *Г*, *Д* и т. д.). Однако по мере уменьшения их размеров уменьшаются амплитуда и период следования соответствующих импульсов. Так, импульсы, соответствующие крупным деталям изображения (*А*, *Б*, *В*), ширина которых больше диаметра электронного луча на поверхности фотомишени, достигают полного размаха (от уровня белого до уровня черного) и имеют большой период следования, т. е. являются низкочастотными. Импульсы, соответствующие мелким, соизмеримым с диаметром луча деталям (*Г*, *Д*, *Е*, *Ж*, *З*, *И*), образуют высокочастотные составляющие сигнала изображения. Амплитуда этих импульсов убывает по мере уменьшения размеров деталей, принимая практически нулевые значения для деталей, ширина которых меньше половины диаметра луча (*К*, *Л*, *М*). Это значит, что сигнал изображения на участке строки от *И* до *Н* приобретает почти постоянное значение, соответствующее средней яркости данного участка, а детали *К*, *Л*, *М* раздельно не передаются и не будут воспроизведены.

Таким образом, вследствие конечных размеров диаметра луча ограничивается разрешающая способность телевизионной системы, т. е. ее способность передавать и воспроизводить относительно мелкие детали изображения. По той же причине форма импульсного сиг-

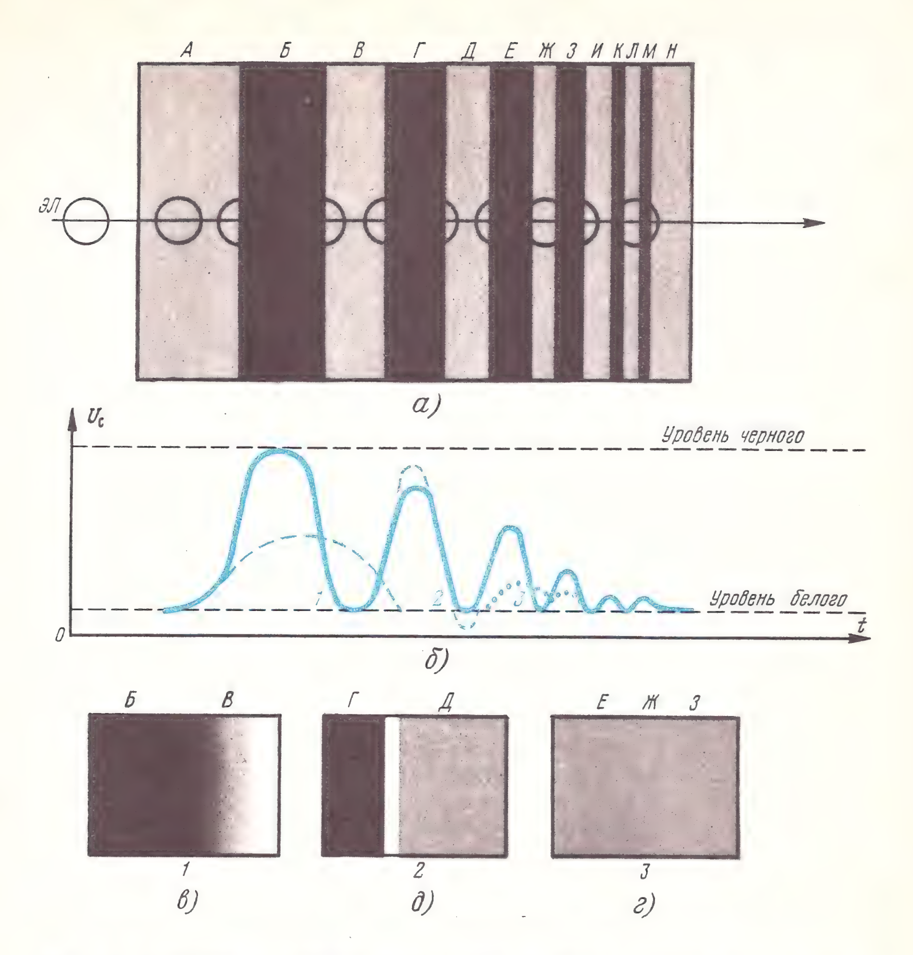


Рис. 4.6. Зависимость качества изображения от формы сигнала изображения: *а* — передаваемое изображение; *б* — форма негативного сигнала одной строки развертки; *в* — искажения изображения при завале низкочастотных или среднечастотных составляющих сигнала («тянучка»); *г* — искажения изображения при ослаблении высокочастотных импульсов (потеря четкости изображения); *д* — искажения изображения при чрезмерном усилении высокочастотных составляющих сигнала («пластика»)

нала получается отличной от прямоугольной, и границы между деталями изображения различной яркости на экране кинескопа оказываются размытыми. Однако при оптимальной фокусировке и большой скорости движения электронного луча, а также неискаженной передаче сигнала изображения указанные дефекты практически незаметны.

Если же форма сигнала изображения, поступающего на модулятор кинескопа, искажена, то качество изображения заметно ухудшается. Так, ослабление («завал») низкочастотных (или среднечастотных) составляющих (рис. 4.6, *б*, штриховая кривая *1*) приво-

дит к появлению убывающего по яркости серого тянущегося продолжения («тянучки») справа от границы крупной темной детали *Б* (рис. 4.6, *в*). Ослабление высокочастотных импульсов (штриховая кривая *3*) вызывает уменьшение четкости изображения, так как яркость мелких деталей *Е*, *Ж*, *З* при этом усредняется (рис. 4.6, *г*). Если, наоборот, имеет место чрезмерное усиление высокочастотных составляющих сигнала (штриховая кривая *2*), то наблюдается дефект, называемый «пластикой», т. е. справа от границы раздела между темной и светлой деталями *Г* и *Д* появляется более светлая (белее белого) окантовка (рис. 4.6, *д*).

Для устранения рассмотренных недостатков в телевизионных усилительных устройствах широко применяются схемы низкочастотной и высокочастотной коррекции амплитудно-частотных характеристик.

4.8. Полный телевизионный сигнал

Совокупность сигналов изображения, гасящих и синхронизирующих импульсов называется *полным телевизионным сигналом*.

Сигнал изображения формируется во время прямого хода луча. Во время обратного хода луч должен быть погашен, иначе, двигаясь в противоположном направлении, он нарушит правильное распределение электрических зарядов на фотомишени передающей трубки, а на экране кинескопа появятся светлые наклонные линии, ухудшающие качество изображения.

Электронные лучи гасятся подачей на электронные прожекторы передающей и приемной трубок специально сформированных гасящих импульсов. Кроме того, для правильного воспроизведения изображения все развертывающие устройства телевизионной системы должны работать синхронно и синфазно, т. е. если, например, на экране кинескопа воспроизводится начало первой строки передаваемого изображения, то электронный луч должен находиться в верхнем левом углу экрана, а при воспроизведении конца последней активной строки второго полукадра — в правом нижнем углу.

В системах телевизионного вещания синхронная и синфазная работа развертывающих устройств передающих камер и телевизионных приемников достигается подачей специальных синхронизирующих импульсов в конце прямого хода каждой строки (строчные синхроимпульсы) и каждого полукадра (кадровые синхроимпульсы).

Гасящие и синхронизирующие импульсы формируются на телевизионном центре с помощью довольно сложного устройства *синхрогенератора*. Эти импульсы передаются по каналу связи одновременно с сигналами изображения.

На рис. 4.7, *а* показана упрощенная форма полного телевизионного сигнала черно-белого телевидения в негативной полярности.

4.9. Гасящие импульсы

Гасящие импульсы (рис. 4.7, *а*) передаются после сигнала изображения каждой строки (строчные гасящие импульсы) и каждого полукадра (кадровые гасящие импульсы).

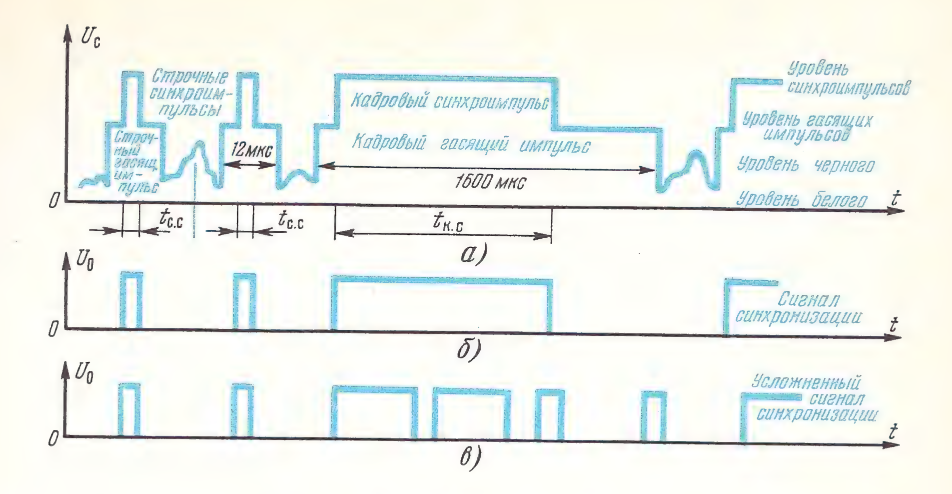


Рис. 4.7. Полный телевизионный сигнал:
а, б — упрощенная форма ТВ сигнала и сигнала синхронизации; *в* — введение врезок строчной частоты в кадровые синхроимпульсы

Для надежного запирания электронных прожекторов на время обратного хода разверток амплитуда гасящих импульсов превышает уровень черного сигналов изображения. Чтобы скрыть от зрителя переходные явления, которые неминуемо возникают при изменении прямого хода развертки на обратный и наоборот, длительность гасящих импульсов выбирается несколько больше длительности обратных ходов разверток.

Стандартом установлена длительность *строчного гасящего импульса* 12 мкс (т. е. около 19% от периода строки), а кадрового 1600 мкс (или 8% от периода полукадра).

В результате действия строчных гасящих импульсов все активные строки на экране кинескопа разделены тонкими черными промежутками, которые на близком расстоянии хорошо видны. Для того чтобы строчная структура не была заметна, изображение рекомендуется рассматривать с расстояния равного пяти-шести высотам экрана.

Кадровые гасящие импульсы образуют довольно широкие темные промежутки между кадрами. Однако при устойчивом изображении они не видны, так как располагаются за пределами поля экрана.

4.10. Сигнал синхронизации

Строчные и кадровые синхронизирующие импульсы передаются в пределах тех же интервалов времени, что и соответствующие гасящие (рис. 4.7, *а*).

Располагаются синхронизирующие импульсы над гасящими (в области «чернее черного»). Это позволяет легко отделять их от сигнала изображения обычными амплитудными селекторами.

Поскольку синхроимпульсы должны поступать на развертывающие устройства в конце прямого и начале обратного ходов, то они сдвинуты ближе к фронтам гасящих импульсов.

Последовательность строчных и кадровых синхроимпульсов называется *сигналом синхронизации*.

На рис. 4.7, *б* показан сигнал синхронизации, отделенный от сигнала изображения. Стандартом установлена длительность кадрового синхроимпульса $t_{к.с}=160$ мкс, а длительность строчного $t_{с.с}=$ $=4,7$ мкс. Такая разница в длительности строчных и кадровых синхроимпульсов обеспечивает их разделение с помощью простых интегрирующих и дифференцирующих цепей (см. § 2.5). При этом разница в длительности импульсов преобразуется в разницу по их размаху.

Пример выделения кадрового синхроимпульса с помощью интегрирующей цепи, постоянная времени которой τ во много раз больше длительности строчного синхроимпульса, но меньше длительности кадрового ($t_{с.с}\ll\tau<t_{к.с}$), показан на рис. 4.7, *в*; строчные синхроимпульсы на выходе интегрирующей цепи оказываются подавленными.

Упрощенная форма сигнала синхронизации, показанная на рис. 4.7, *а*, *б*, не обеспечивает качественного воспроизведения изображения. Так, прекращение синхронизации строчной развертки на время кадровых гасящих импульсов может вызвать смещение строк в начале развертки полукадров, т. е. излом вертикальных линий изображения в верхней части экрана. Поэтому сигнал синхронизации приходится усложнять введением врезок строчной частоты в кадровые синхроимпульсы и передачей строчных синхроимпульсов в течение остальной части кадровых гасящих импульсов (рис. 4.7, *в*).

Однако в связи с применением чересстрочной развертки только этой меры недостаточно, так как начало кадрового синхроимпульса, следующего за нечетным полем развертки, отстоит от последнего строчного синхроимпульса на половину строчного интервала, а следующего за четным полем — на целый строчный интервал (рис. 4.8, *а*, *б*). В результате этого на выходе интегрирующей цепи (рис. 4.8, *в*) форма кадровых синхроимпульсов четного и нечетного полей получается неодинаковой, что приводит к некоторой неточности синхронизации кадровой развертки, сопровождающейся смещением по вертикали одного полукадра относительно другого, а следовательно, спариванием строк и уменьшением четкости изображения.

Для обеспечения устойчивой чересстрочной развертки кадровые синхроимпульсы сдвигаются вправо, относительно фронтов гасящих импульсов и в них вводятся врезки двойной строчной частоты (рис. 4.9, *а*, *б*). Перед кадровыми синхроимпульсами и непосредственно после них передается по пять уравнивающих импульсов, также следующих с двойной строчной частотой (с полустрочным периодом). Длительность врезок и уравнивающих импульсов установлена 2,35 мкс.

Такое усложнение сигнала синхронизации позволяет свести к минимуму на выходе интегрирующей цепи различия в форме кад-

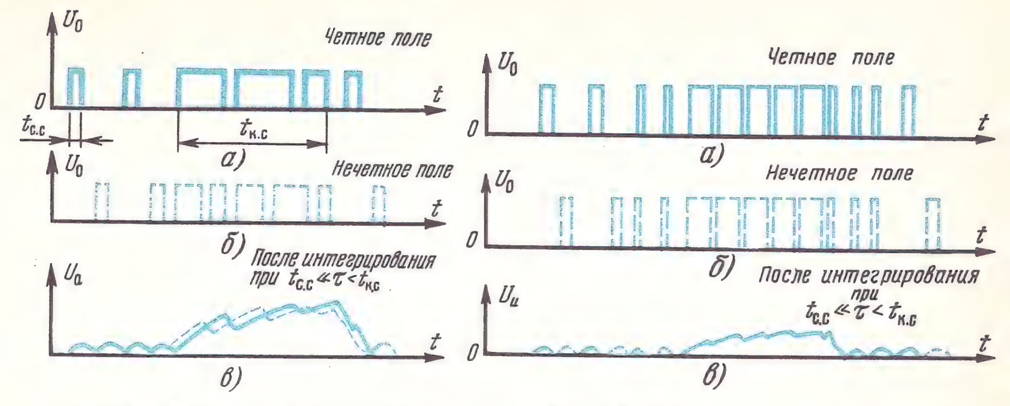


Рис. 4.8. Нарушение идентичности кадровых синхроимпульсов при чересстрочной развертке для полей:
а — четного; *б* — нечетного; *в* — четного и нечетного после интегрирования

Рис. 4.9. Состав сигналов синхронизации при чересстрочной развертке:
а, б — введение врезок и уравнивающих импульсов; *в* — форма кадрового синхроимпульса четного и нечетного полей на выходе интегрирующей цепи

ровых синхроимпульсов четного и нечетного полей развертки (рис. 4.9, *в*). Форма полного телевизионного сигнала при чересстрочном способе развертки показана на рис. 4.10.

Рис. 4.10. Форма полного телевизионного сигнала:
а — строчные гасящие и синхронизирующие импульсы; *б, в* — кадровые гасящие и синхронизирующие импульсы

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Объясните формулы $T_z = t_{z\,пр} + t_{z\,обр}$, $T_к = t_{к.пр} + t_{к.обр}$.
2. Какую часть периода занимает время обратного хода строчной и кадровой развертки?
3. Объясните процесс чересстрочной развертки и необходимую при этом форму отклоняющих токов.
4. Чему равен период кадровой развертки?
5. Чему равен период строчной развертки?
6. Как определяется нижняя и верхняя частоты спектра телевизионного сигнала?
7. Что такое уровни черного и белого сигналов изображения?
8. От чего зависит значение средней составляющей сигнала изображения?
9. К чему приводят искажения формы сигнала изображения?
10. Какие сигналы входят в состав полного телевизионного сигнала черно-белого телевидения?
11. Каково назначение гасящих и синхронизирующих импульсов?
12. Каково назначение «врезок» и уравнивающих импульсов?

Глава 5

ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛА ИЗОБРАЖЕНИЯ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

5.1. Требования к системе цветного телевидения

Основными требованиями к системе цветного телевидения, предназначенной для телевизионного вещания, являются ее совместимость с системой черно-белого телевидения и высокое качество цветовоспроизведения. Сущность совместимости заключается в том, что черно-белые телевизионные приемники, наряду с передачами черно-белого телевидения, должны принимать и воспроизводить в черно-белом виде передачи цветного телевидения, а цветные телевизионные приемники кроме цветных передач должны принимать передачи черно-белого телевидения и воспроизводить их в черно-белом виде, причем никаких изменений в устройстве и эксплуатации тех и других приемников не должно быть.

Это значит, что параметры развертки и ширина частотного спектра сигналов изображения черно-белого и цветного телевидения должны быть одинаковыми. Кроме того, сигнал цветного телевидения наряду с информацией о цвете объектов должен содержать полную информацию об их яркости, т. е. иметь в своем составе сигнал черно-белого телевидения, называемый *сигналом яркости.*

Указанным требованиям удовлетворяют действующие в настоящее время три разновидности вещательных систем цветного телевидения: американская НТСК (NTSC — National Television Sistem Committee — Национальный комитет телевизионных систем), западногерманская ПАЛ (PAL — Phase Alternation Line — строки с переменной фазой) и советско-французская СЕКАМ (SECAM — Sequentiel couleur a memoire — последовательная цветная с памятью).

Ниже рассматривается формирование сигнала изображения по системе СЕКАМ-III, применяемой с 1967 г. для цветного телевизионного вещания в нашей стране.

5.2. Сигнал яркости

В § 3.6 было показано, что в трехтрубочной передающей камере цветного телевидения формируются три первичных сигнала изображения, E_R, E_G, E_B, соответствующих красным, зеленым и синим составляющим цвета передаваемого объекта.

Первичные сигналы изображения широкополосные, однако ни один из них не может быть использован в качестве сигнала черно-белого телевидения, так как не содержит полной информации о яркости объекта. Поэтому в системе цветного телевидения из трех первичных сигналов формируется четвертый — сигнал яркости E_Y, для чего первичные сигналы сначала балансируются, а затем матрицируются.

Балансировка состоит в уравнивании по размаху сигналов E_R, E_G и E_B, соответствующих передаче белого (серого) поля.

Матрицирование — это сложение сигналов в определенной пропорции. Матрицирование сбалансированных сигналов E_R, E_G и E_B при формировании сигнала E_Y производится с учетом спектральной чувствительности зрения (см. § 1.3 и 1.6): $E_Y = 0{,}30E_R + 0{,}59 E_G + 0{,}11E_B$, где $E_R = E_G = E_B$. Этот сигнал передается непрерывно на каждой строке развертки в полной полосе частот 6 МГц и позволяет воспроизводить нормальное черно-белое изображение на экранах черно-белых и цветных телевизоров.

5.3. Цветоразностные сигналы

Наличие сигнала яркости освобождает от необходимости передавать все три первичных сигнала изображения. Достаточно передавать любые два из них, а третий восстанавливать в приемнике путем вычитания переданных первичных сигналов из сигнала яркости. Эта операция также называется матрицированием, поскольку вычитание равнозначно сложению инвертированных, т. е. взятых в противоположной полярности сигналов.

Во всех системах цветного телевидения принято передавать «красный» E_R и «синий» E_B первичные сигналы, полосу частот которых благодаря пониженной разрешающей способности зрения к синим и красным цветам удается сократить до 1...1,5 МГц. «Зеленый» первичный сигнал восстанавливается в приемнике:

$$E_G = (E_Y - 0{,}30\ E_R - 0{,}11\ E_B)/0{,}59.$$

Поскольку сигнал E_Y содержит полную информацию о яркости передаваемого объекта, из сигналов E_R и E_B эта информация исключается и они передаются в виде *цветоразностных сигналов:*

$$E_{R-Y} = E_R - E_Y = 0{,}70\ E_R - 0{,}59\ E_G - 0{,}11\ E_B;$$

$$E_{B-Y} = E_B - E_Y = -0{,}30\ E_R - 0{,}59\ E_G + 0{,}89\ E_B.$$

Существенное достоинство цветоразностных сигналов состоит в том, что при передаче неокрашенных (белых и серых) участков

изображения (когда $E_R = E_G = E_B$) эти сигналы имеют нулевые значения ($E_{R-Y} = E_{B-Y} = 0$); при передаче слабоокрашенных (малонасыщенных) участков изображения (а их большинство) цветоразностные сигналы малы.

Таким образом сигнал изображения цветного телевидения формируется из широкополосного сигнала яркости E_Y и двух узкополосных цветоразностных сигналов E_{R-Y} и E_{B-Y}.

5.4. Матрицирование

Матричная схема, предназначенная для получения этих сигналов, показана на рис. 5.1. Символом *И* обозначены *инверторы*, изменяющие полярность первичных сигналов на противоположную. Для выделения на нагрузках с сопротивлениями r_4, r_8 и r_{12} сигналов E_Y, E_{R-Y} и E_{B-Y} соответственно необходимо номиналы резисторов подобрать следующим образом:

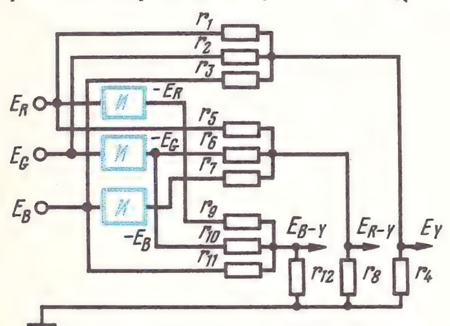


Рис. 5.1. Принцип матрицирования

$$\frac{r_4}{r_1 + r_4} = 0{,}30; \quad \frac{r_4}{r_2 + r_4} = 0{,}59;$$

$$\frac{r_4}{r_3 + r_4} = 0{,}11; \quad \frac{r_8}{r_5 + r_8} = 0{,}70;$$

$$\frac{r_8}{r_6 + r_8} = 0{,}59; \quad \frac{r_8}{r_7 + r_8} = 0{,}11;$$

$$\frac{r_{12}}{r_9 + r_{12}} = 0{,}30; \quad \frac{r_{12}}{r_{10} + r_{12}} = 0{,}59;$$

$$\frac{r_{12}}{r_{11} + r_{12}} = 0{,}89.$$

В приемнике с помощью аналогичных матричных схем сначала из сигналов E_{R-Y} и E_{B-Y} формируется цветоразностный сигнал $E_{G-Y} = -0{,}51\, E_{R-Y} - 0{,}19\, E_{B-Y}$, а затем из трех цветоразностных сигналов и сигнала яркости восстанавливаются три первичных сигнала изображения: $E_R = E_{R-Y} - E_Y$; $E_G = E_{G-Y} - E_Y$; $E_B = E_{B-Y} - E_Y$, которые модулируют соответствующие электронные лучи цветного кинескопа.

5.5. Уплотнение спектра сигнала яркости

Сигнал яркости E_Y, как было указано выше, занимает всю полосу частот (6 МГц), отведенную для передачи сигналов изображения. Поэтому для соблюдения принципа совместимости спектр сигнала яркости уплотняется, т. е. информация о цвете передается внутри этого спектра, путем введения в него поднесущих частот, модулированных цветоразностными сигналами.

В системе СЕКАМ-III применена частотная модуляция поднесущих.

В результате уплотнения спектра между сигналами яркости и цветности неминуемо возникают взаимные помехи, для ослабления которых применяется целый ряд специальных мер. Одна из них была рассмотрена выше — это передача информации о цвете узкополосными цветоразностными сигналами. Другая состоит в размещении частот поднесущих как можно ближе к верхней граничной частоте спектра сигнала яркости. Поскольку высшие частоты телевизионного сигнала соответствуют мелким деталям изображения, то эта мера сводит помеху от сигналов цветности на черно-белом изображении к малозаметной мелкоструктурной сетке.

5.6. Выбор частот поднесущих и передача цветоразностных сигналов

В системе СЕКАМ частоты поднесущих для передачи сигналов E_{R-Y} и E_{B-Y} выбраны соответственно: $f_{0R}=4{,}40625\approx4{,}406$ МГц; $f_{0B}=4{,}25$ МГц.

Частотно-модулированные поднесущие f_{0R} и f_{0B} передаются не одновременно, а поочередно, через строку. Это значит, что в пределах каждой строки развертки передается сигнал яркости и только одна из частотно-модулированных поднесущих сигнала цветности — либо f_{0R}, либо f_{0B} (рис. 5.2).

Последовательная передача поднесущих позволяет почти вдвое (по сравнению с их одновременной передачей) сократить участок спектра сигнала яркости, уплотняемый сигналами цветности, что способствует значительному снижению уровня взаимных помех. Поскольку поднесущие частоты f_{0R} и f_{0B} передаются не одновременно, а поочередно, то усматривается целесообразность выбора для них единого значения частоты. Так, собственно, и было сделано в первоначальном варианте системы СЕКАМ. Однако опыт эксплуатации показал, что оптимальные условия помехозащищенности для «красного» и «синего» сигналов цветности неодинаковы. Поэтому в системе СЕКАМ-III частоты поднесущих f_{0R} и f_{0B} разнесены на 156 кГц (точнее, на 156,25 кГц).

Фаза (полярность) поднесущих от поля к полю и в каждой третьей строке развертки принудительно изменяется на 180°. При этом помеха (сетка) на черно-белом изображении становится то позитивной, то негативной и ее заметность резко снижается. Для дальнейшего повышения помехоустойчивости сигналов цветности и улучшения совместимости цветоразностные сигналы до модуляции поднесущих несколько преобразуются, причем полярность одного из них изменяется на противоположную.

Для модуляции поднесущей f_{0R} используется цветоразностный сигнал $D_R=-1{,}9\,E_{R-Y}$, а для модуляции поднесущей f_{0B} — цветоразностный сигнал $D_B=1{,}5\,E_{B-Y}$. Сигналы D_R и D_B формируются в матричной схеме, наряду с сигналами E_Y, E_{R-Y} и E_{B-Y}.

Номинальные значения девиации частот поднесущих, определяемые размахами модулирующих сигналов в строках с сигналами D_R и D_B, составляют соответственно ±280 и ±230 кГц. При этом

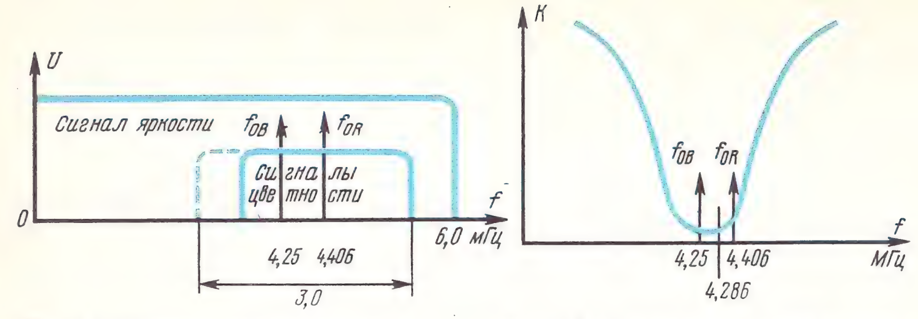


Рис. 5.2. Идеализированные спектры сигналов яркости и цветности системы СЕКАМ-III

Рис. 5.3. Амплитудно-частотная характеристика фильтра высокочастотных предыскажений

эффективная ширина спектра частотно-модулированных сигналов цветности не превышает 3,0 МГц (см. рис. 5.2).

5.7. Низкочастотные и высокочастотные предыскажения

Как и в любой системе с частотной модуляцией, модулирующие сигналы (в данном случае D_R и D_B) до модуляции подвергаются *низкочастотным предыскажениям,* т. е искусственному подъему уровня их высокочастотных составляющих по сравнению с уровнем низкочастотных. Такие предыскажения сигналов D_R и D_B способствуют повышению помехоустойчивости системы, однако в отдельные моменты времени (например, при передаче вертикальных цветовых переходов) приводят к значительному увеличению размахов сигналов изображения и девиации поднесущих.

Во избежание чрезмерного расширения спектра сигнала цветности в системе СЕКАМ-III установлены предельные значения девиации: 350 и —500 кГц в строке с сигналом D_R; 500 и —350 кГц в строке с сигналом D_B, превышение которых не допускается.

Еще одной мерой, направленной на повышение помехоустойчивости системы цветного телевидения и снижение заметности помехи от поднесущих на черно-белом изображении, является введение *высокочастотных предыскажений*, при которых каждый частотно-модулированный сигнал цветности пропускается через фильтр с амплитудно-частотной характеристикой, показанной на рис. 5.3.

В результате высокочастотных предыскажений размах сигнала цветности делается зависимым от девиации частоты: при малой девиации он уменьшается и на частоте 4286 кГц (лежащей между f_{0R} и f_{0B}) становится наименьшим (около 23% от размаха сигнала яркости); при увеличении девиации размах сигнала увеличивается и может достигать 50—70% от размаха сигнала яркости.

5.8. Понятие о задержке сигнала цветности

Основным недостатком системы СЕКАМ-III является отсутствие «синего» сигнала цветности в одной строке и «красного» — в со-

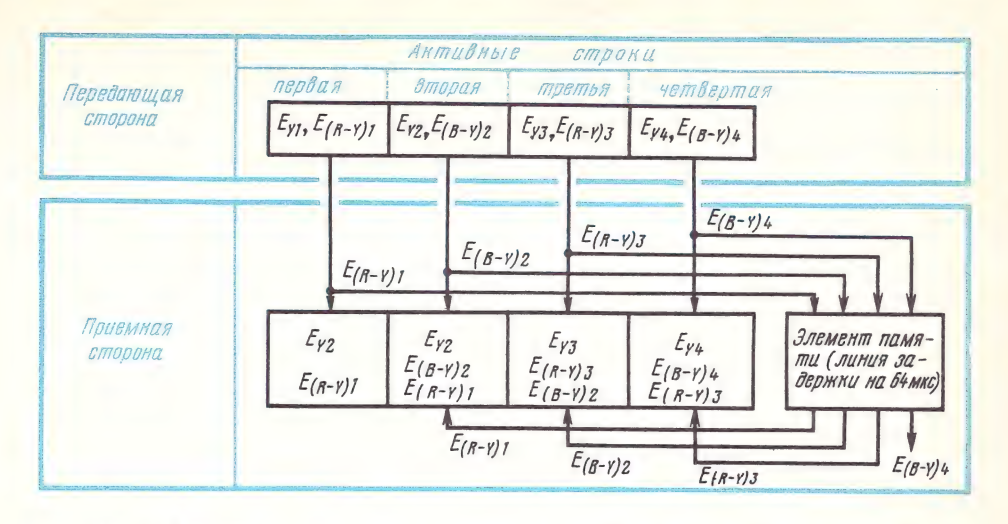


Рис. 5.4. К пояснению процесса передачи и приема сигналов изображения по системе СЕКАМ

седней. Для компенсации этого недостатка в состав приемника цветного телевидения включается элемент памяти (линия задержки на длительность одной строки развертки), благодаря чему в каждой строке помимо сигнала яркости E_Y и переданного совместно с ним одного из сигналов цветности, например E_{R-Y}, одновременно появляется также второй сигнал цветности E_{B-Y}, правда, повторяющий информацию о цвете предыдущей строки. Последнее обстоятельство, однако, не приводит к сколько-нибудь заметному снижению качества цветного изображения (по сравнению с системами НТСК и ПАЛ, где передача сигнала яркости и обоих сигналов цветности производится в каждой строке развертки), так как в силу ограниченной разрешающей способности зрения при 625-строчном разложении цвет двух соседних строк изображения воспринимается усредненным. На рис. 5.4 поясняется принцип задержки сигналов цветности (для четырех строк разложения).

5.9. Сигналы цветовой синхронизации

Для обработки частотно-модулированных сигналов в цветном телевизоре делается два отдельных канала: $R—Y$ и $B—Y$. В канал $R—Y$ должен поступать только «красный» цветоразностный сигнал, причем в одной строке непосредственно (прямой сигнал), а в соседней строке с выхода линии задержки (задержанный сигнал). В таком же порядке, но только «синий» цветоразностный сигнал должен поступать в канал $B—Y$. Необходимые для этого переключения входов каналов $R—Y$ и $B—Y$ от строки к строке осуществляет специальный электронный коммутатор. При нарушении правильной фазы комму-

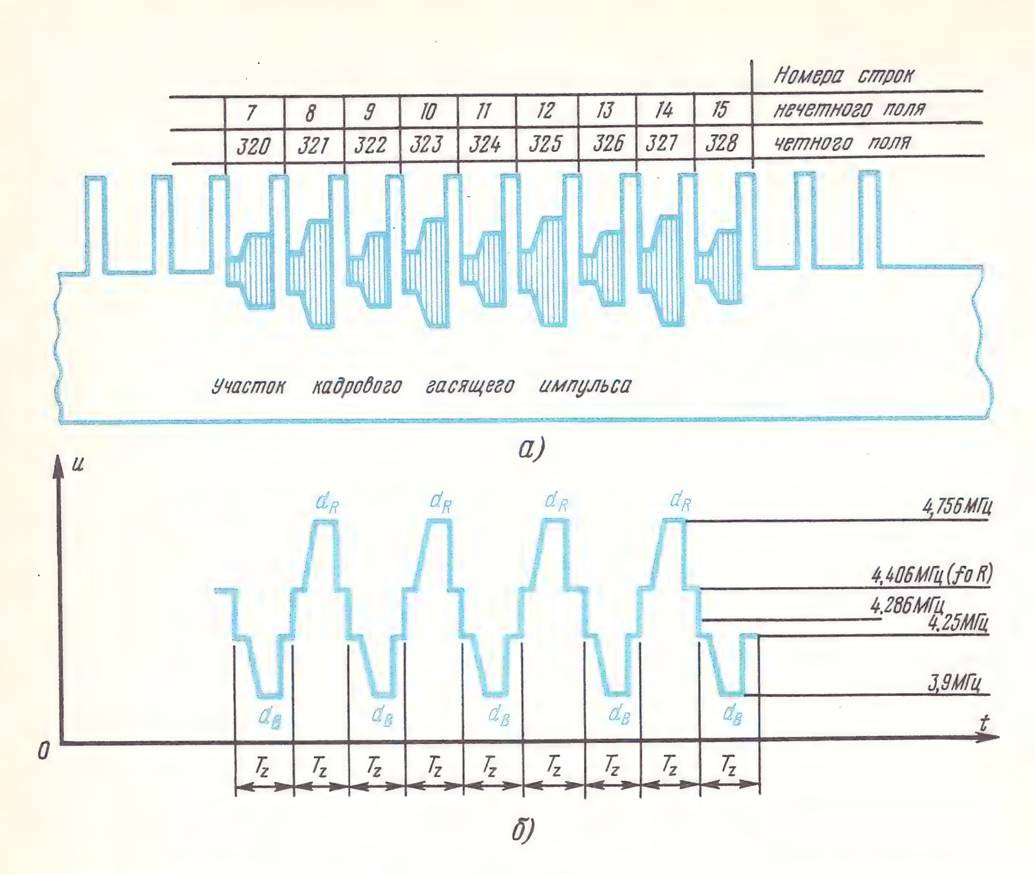


Рис. 5.5. Сигналы цветовой синхронизации:
а — введение сигналов цветовой синхронизации в четное и нечетное поля развертки;
б — форма сигналов цветовой синхронизации для «красной» и «синей» строк

тации сигналы цветности не будут попадать в «свои» каналы, что приведет к недопустимым искажениям цветов. Для обеспечения корректировки фазы электронных коммутаторов всех цветных телевизоров в состав полного сигнала цветного телевидения системы СЕКАМ-III вводятся сигналы цветовой синхронизации, или, как их еще называют, *сигналы опознавания цвета.* Они передаются во время каждого кадрового гасящего импульса после кадровых синхронизирующих и уравнивающих импульсов и занимают интервал девяти последовательных строк, а именно: с 7-й по 15-ю в нечетном поле и с 320-й по 328-ю в четном поле развертки (рис. 5.5, *а*).

Сигналы цветовой синхронизации представляют собой «пакеты» следующих через строку поднесущих с частотами f_{0R} и f_{0B}, модулированных по частоте специально сформированными трапецеидальными импульсами цветовой синхронизации d_R и d_B (рис. 5.5, *б*). Длительность каждого импульса берется равной длительности строки

T_z, а амплитуда устанавливается такой, чтобы в течение большей части строчного интервала (соответствующего действию вершины импульса) девиация поднесущей составляла 350 кГц. Поднесущая f_{0R} модулируется импульсами цветовой синхронизации положительной полярности, а f_{0B} — отрицательной полярности.

Таким образом, при передаче вершин импульсов d_R девиация поднесущей $\Delta f_R = 350$ кГц, а при передаче вершин импульсов d_B девиация поднесущей $\Delta f_B = -350$ кГц. В пределах длительности фронта и среза импульсов d_R и d_B девиации поднесущих плавно изменяются от 0 до +350 и −350 кГц соответственно. Спектр частот сигналов цветовой синхронизации занимает полосу 856 кГц от $4{,}25 - 0{,}35 = 3{,}9$ МГц до $4{,}406 + 0{,}35 = 4{,}756$ МГц.

Усеченная форма частотно-модулированных сигналов цветовой синхронизации и различие их размахов в «красной» и «синей» строках (см. рис. 5.5, *а*) обусловлены действием фильтра высокочастотных предыскажений (размах сигналов на частотах, расположенных ближе к средней частоте настройки фильтра 4,286 МГц, ослабляется в большей степени, чем на частотах, отстоящих от нее дальше).

5.10. Кодирующее устройство

На рис. 5.6 показана упрощенная структурная схема устройства формирования полного телевизионного сигнала системы СЕКАМ, называемого *кодирующим устройством*.

Рассмотрим процесс формирования сигнала на примере передачи изображения, представляющего собой последовательность восьми равных по ширине вертикальных полос, слева направо: белой (смесь цветов *R*, *G*, *B*), желтой (смесь цветов *R* и *G*), голубой (смесь

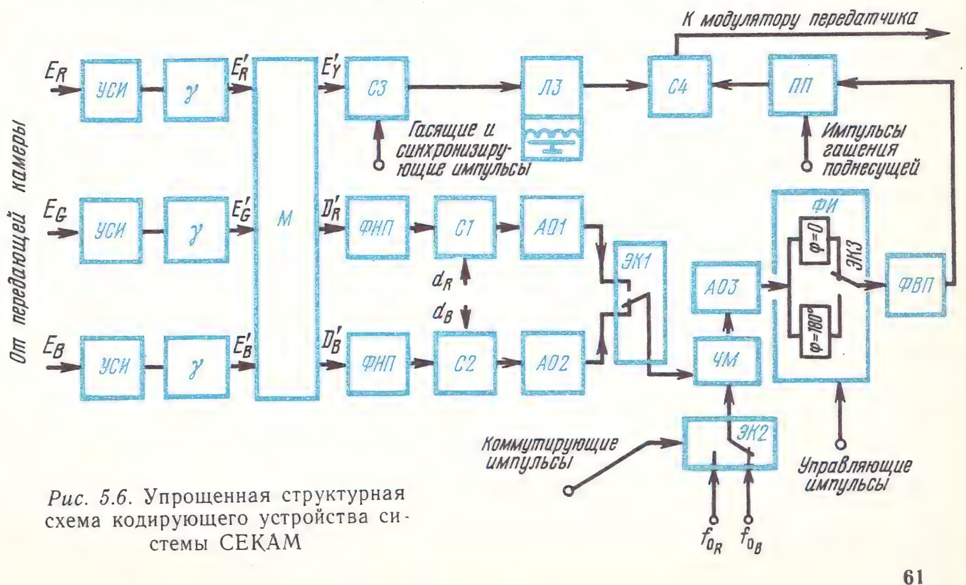


Рис. 5.6. Упрощенная структурная схема кодирующего устройства системы СЕКАМ

цветов G и B), зеленой, пурпурной (смесь цветов R и B), красной, синей и черной (рис. 5.7, *а*).

При передаче такого (как и любого другого) изображения на выходе передающей камеры формируются три первичных сигнала, E_R, E_G и E_B (см. рис. 5.6), которые в предварительных усилителях сигналов изображения *УСИ* балансируются (т. е. для белой полосы устанавливается $E_R=E_G=E_B$), а затем в гамма-корректорах подвергаются нелинейным предыскажениям, предназначенным скомпенсировать нелинейность модуляционных характеристик электронных прожекторов приемных трубок (см. § 3.10). После гамма-коррекции первичные сигналы принято обозначать штрихом: E'_R, E'_G, E'_B. Формы этих сигналов в пределах активной части любой строки развертки показаны на рис. 5.7, *б*, *в*, *г*. Единичный или нулевой уровень каждого сигнала определяется соответственно наличием или отсутствием основного цвета в составе цветной полосы изображения, что вполне согласуется с законами смешения цветов. Для белого цвета $E'_R=E'_G=E'_B=1$, для желтого цвета $E'_R=E'_G=1$, а $E'_B=0$ и т. д.

Из первичных сигналов в матричной схеме *М* (см. рис. 5.6) формируются сигнал яркости $E'_Y=0{,}30\ E'_R+0{,}59\ E'_G+0{,}11\ E'_B$ и цветоразностные сигналы $E'_{R-Y}=0{,}70\ E'_R-0{,}59\ E'_G, -0{,}11\ E'_B$ и $E'_{B-Y}=-0{,}30\ E'_R\ -0{,}59\ E'_G+0{,}89\ E'_B$, которые затем преобразуются в сигналы $D'_R=-1{,}9\ E'_{R-Y}$ и $D'_B=+1{,}5\ E'_{B-Y}$. Формы этих сигналов показаны на рис. 5.7, *д*, *е*, *ж* и рис. 5.8, *а*.

Их уровни для каждой цветной полосы изображения определены в соответствии с приведенными выше соотношениями. Например, для желтой полосы:

$$E'_Y=0{,}30\cdot 1+0{,}59\cdot 1-0{,}11\cdot 0=0{,}89,\quad D'_R=-1{,}9\cdot 0{,}11\approx -0{,}21;$$
$$E'_{R-Y}=0{,}70\cdot 1-0{,}59\cdot 1-0{,}11\cdot 0=0{,}11;$$
$$E'_{B-Y}=-0{,}30\cdot 1-0{,}59\cdot 1+0{,}89\cdot 0=-0{,}89,\quad D'_B=1{,}5\,(-0{,}89)\approx$$
$$\approx -1{,}33.$$

Из рис. 5.7, *д* видно, что взаимное расположение восьми цветных полос изображения подобрано по принципу убывающей (слева направо) яркости.

В фильтрах низкочастотных предыскажений *ФНП* (см. рис. 5.6) уровни высокочастотных составляющих сигналов D'_R и D'_B повышаются относительно уровней низкочастотных составляющих. В результате этого на крутых участках сигналов (цветовых переходах) появляются своеобразные выбросы напряжения, которые могут почти втрое превысить первоначальный уровень (рис. 5.8, *б*). Для того чтобы девиация частот поднесущих не выходила за допустимые пределы (± 350 кГц), сигналы D'_R и D'_B а также введенные в их состав на сумматорах *С1* и *С2* *сигналы цветовой синхронизации* d_R и d_B (см. рис. 5.6) до модуляции поднесущих ограничиваются в амплитудных ограничителях *АО1* и *АО2*. Теперь модулирующие сигналы (D'_R, D'_B, d_R, d_B) через электронный коммутатор *ЭК1* посту-

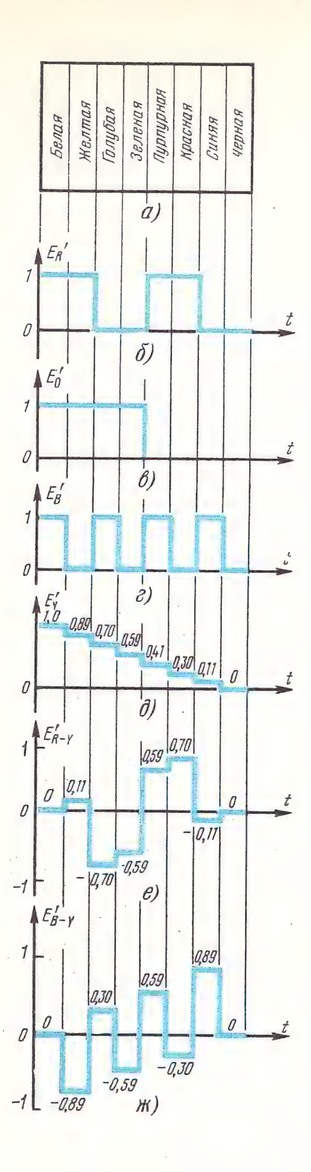


Рис. 5.7. Формирование сигнала цветности:
а — передаваемое изображение; *б* — первичный сигнал E'_R; *в* — первичный сигнал E'_G, *г* — первичный сигнал E'_B *д* — сигнал яркости E'_Y; *е* — сигнал E'_{R-Y}; *ж* — сигнал E'_{B-Y}

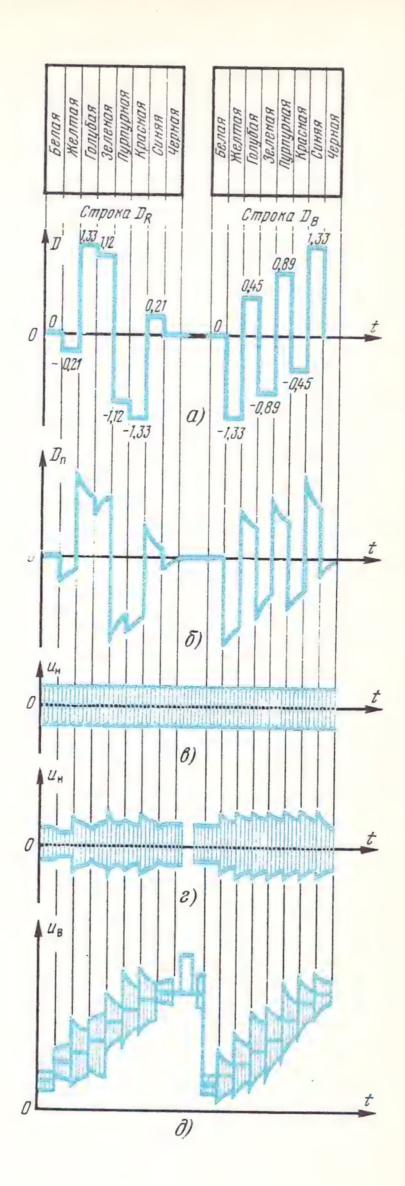


Рис. 5.8. Формирование полного телевизионного сигнала по системе СЕКАМ:
а — сигналы D'_R и D'_B; *б* — искажения уровней сигналов; *в* — амплитудное ограничение частотно-модулированных сигналов цветности; *г* — введение высокочастотных предыскажений; *д* — форма полного телевизионного сигнала двух соседних строк развертки

пают на частотный модулятор *ЧМ*. Электронный коммутатор *ЭК1* поочередно (через строку) пропускает к частотному модулятору сигналы либо D'_R и d_R, либо D'_B и d_B. В такой же последовательности на частотный модулятор через электронный коммутатор *ЭК2* подаются соответствующие поднесущие f_{0R} или f_{0B}. Далее через амплитудный ограничитель *АО3*, устраняющий возможную паразитную амплитудную модуляцию, частотно-модулированный сигнал цветности (рис. 5.8, *в*) поступает в фазоинвертор (см. рис. 5.6) *ФИ*, который изменяет фазу сигнала на противоположную (на 180°) в каждом втором поле и каждой третьей строке развертки. С выхода электронного коммутатора *ЭК3* фазоинвертора через фильтр высокочастотных предыскажений *ФВП* и цепь *ПП*, подавляющую поднесущую на участках передачи строчных и кадровых синхроимпульсов, сигнал цветности подается на сумматор *С4* для сложения с сигналом яркости E'_Y, в состав которого на сумматоре *С3* предварительно введены гасящие и синхронизирующие импульсы.

В результате высокочастотных предыскажений размах сигналов цветности становится зависимым от частоты. Форма подвергнутых высокочастотным предыскажениям частотно-модулированных сигналов цветности для двух соседних строк развертки показана на рис. 5.8, *г*. Здесь же видно образование в результате действия цепи *ПП*, свободного от поднесущей участка между строками, предназначенного для размещения строчного синхроимпульса.

Форма полного телевизионного сигнала в пределах двух соседних строк развертки, поступающего с сумматора *С4* на модулятор передатчика, показана на рис. 5.8, *д*. Она представляет собой ступеньки уровней сигнала яркости, на которых размещены пакеты предыскаженных частотно-модулированных поднесущих.

5.11. Задержка сигнала яркости

Сигналы цветности, претерпевающие многоступенчатые преобразования, приходят к сумматору *С4* с некоторым запаздыванием (на 0,3...0,9 мкс) по отношению к сигналу яркости. Для совмещения во времени сигналов яркости и цветности в канал яркости включена широкополосная линия задержки *ЛЗ* на 0,3...0,9 мкс (см. рис. 5.6), представляющая собой стержень из изоляционного материала, на поверхность которого наклеена медная фольга или напылен металлический слой, а затем намотана однослойная обмотка из изолированного провода. Задержка прохождения сигнала через линию обусловлена переходными процессами в индуктивно-емкостных ячейках, образованных распределенными индуктивностью обмотки и емкостью между ее витками и металлическим слоем (рис. 5.9). Основными параметрами линии являются: время задержки $\tau_з \approx$

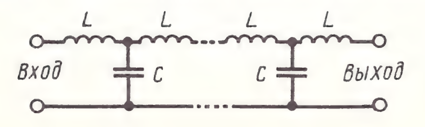


Рис. 5.9. Эквивалентная схема линии задержки

$\approx n\sqrt{L/C}$, где n — число индуктивно-емкостных ячеек, и волновое сопротивление $\rho \approx \sqrt{L/C}$.

Вход и выход линии задержки, во избежание отражений сигнала, необходимо нагружать на сопротивления, равные волновому.

5.12. Особенности систем цветного телевидения НТСК и ПАЛ

Система НТСК, разработанная в США, принята в качестве стандартной вещательной системы цветного телевидения в Канаде, Японии и ряде стран Американского континента. В этой системе, так же, как и в системе СЕКАМ, информация о цвете передается внутри спектра сигнала яркости на поднесущих, модулированных цветоразностными сигналами.

Различие заключается в том, что оба цветоразностных сигнала передаются одновременно, в каждой строке развертки, причем без расширения полосы частот, занимаемой сигналом цветности в спектре сигнала яркости. Это достигнуто применением квадратурной модуляции, при которой две поднесущие, модулируемые цветоразностными сигналами по амплитуде, имеют одну и ту же частоту f_c, но сдвинуты друг относительно друга по фазе на 90°.

Квадратурный модулятор состоит из двух балансных модуляторов, БМ-1, БМ-2 и сумматора *С1* (рис. 5.10, *а*). На каждый балансный модулятор подаются поднесущая $f_c = 3{,}58$ МГц (со сдвигом по фазе на 90°) и один из цветоразностных сигналов, E'_I или E'_Q, структура которых по сравнению с сигналами E'_{R-Y} и E'_{B-Y} несколько изменена:

$$E'_I = 0{,}74\, E'_{R-Y} - 0{,}27\, E'_{B-Y};$$
$$E'_Q = 0{,}48\, E'_{R-Y} + 0{,}41\, E'_{B-Y}.$$

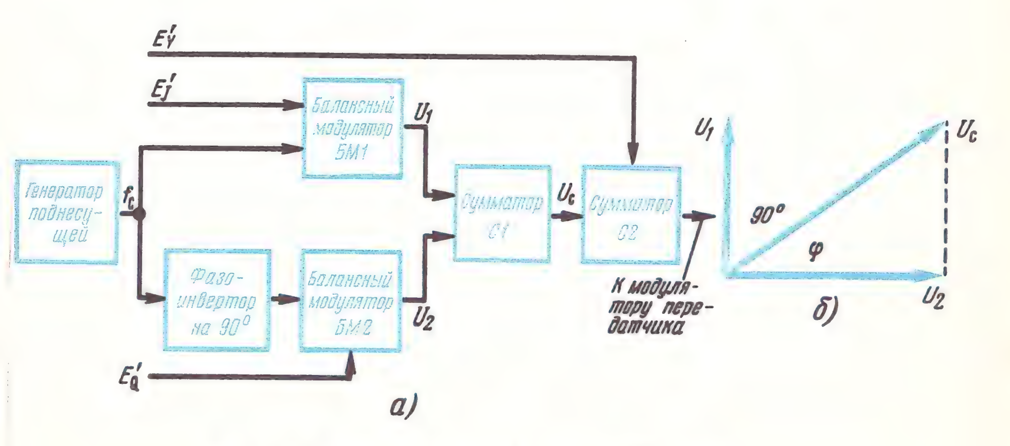


Рис. 5.10. Кодирующее устройство системы НТСК:
а — упрощенная структурная схема; *б* — получение полного сигнала цветности

Балансный модулятор устроен таким образом, что сигнал на его выходе (U_1 или U_2) возникает только при воздействии модулирующего сигнала. Колебания немодулированной поднесущей частоты балансным модулятором подавляются. Применение таких модуляторов резко снижает помехи от поднесущих на черно-белом изображении.

В сумматоре *C1* амплитудно-модулированные сигналы U_1 и U_2 складываются, образуя полный сигнал цветности U_c. Поскольку сигналы U_1 и U_2 сдвинуты по фазе на 90° (рис. 5.10, *б*), то полный сигнал цветности определяется геометрической суммой этих сигналов ($U_c = \sqrt{U_1^2 + U_2^2}$) и не совпадает ни с одним из них по фазе.

При передаче черно-белых участков изображения цветоразностные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y}, как известно, равны нулю, а значит, сигналы на выходах балансных модуляторов $U_1 = U_2 = 0$ и $U_c = 0$. При передаче окрашенных участков сигналы U_1 и U_2 приобретают определенные значения, причем тем бóльшие, чем выше насыщенность цветов.

Поэтому амплитуда сигнала U_c передает информацию о насыщенности цветов участков изображения. Фаза φ сигнала U_c зависит от соотношения между амплитудами сигналов U_1 и U_2, т. е. передает информацию о преобладающем цветовом тоне.

С выхода сумматора *C1* модулированный по амплитуде и по фазе сигнал U_c поступает в сумматор *C2*, где складывается с сигналом яркости E'_Y, в который предварительно введены гасящие и синхронизирующие импульсы. Далее полученный в сумматоре *C2* полный телевизионный сигнал цветного телевидения поступает на модулятор передатчика.

Для возможности разделения цветоразностных сигналов, переданных методом квадратурной модуляции, в телевизионном приемнике подавленная поднесущая восстанавливается. При этом необходимо, чтобы восстановленная поднесущая с высокой точностью совпадала с подавленной не только по частоте, но и по фазе.

Это обеспечивается введением на телецентре в состав полного телевизионного сигнала специальных *сигналов цветовой синхронизации*. Они передаются во время каждого строчного гасящего импульса после синхронизирующего импульса и представляют собой пакеты («вспышки») с 8...10 периодами колебаний частоты поднесущей (рис. 5.11). Фаза этих колебаний соответствует фазе φ сигнала U_c в каждой строке развертки.

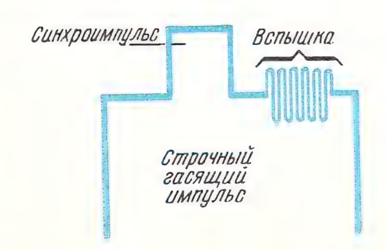


Рис. 5.11. Структура строчного гасящего импульса в телевизионном сигнале системы НТСК

Сигналы цветовой синхронизации управляют работой синхронных детекторов, которые в приемниках системы НТСК используются для выделения цветоразностных сигналов.

Система ПАЛ, принятая в качестве стандартной вещательной системы цветного телевидения в ФРГ, Англии, Швеции, Дании, Бельгии, Норвегии, Финляндии, Голландии и некоторых других странах, аналогична системе НТСК.

В системе ПАЛ также применяется *квадратурный метод модуляции поднесущей* цветоразностными сигналами, но фаза одной из квадратурных составляющих изменяется от строки к строке на 180°. Это позволяет уменьшить чувствительность системы к фазовым искажениям, которые при квадратурной модуляции неизбежны и являются основным недостатком системы НТСК.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Объясните уравнение $E_Y = 0{,}30\ E_R + 0{,}59\ E_G + 0{,}11\ E_B$.
2. Что такое цветоразностные сигналы и с какой целью они формируются?
3. Как уплотняется спектр частот при передаче цветного телевидения?
4. Какое значение имеют частоты поднесущих?
5. Чему равна девиация частоты поднесущих в строках с сигналами D_R и D_B?
6. Для чего вводят на телецентре низкочастотные и высокочастотные предыскажения?
7. Какое назначение имеют сигналы цветовой синхронизации?
8. Когда передаются сигналы цветовой синхронизации?
9. Поясните схему, изображенную на рис. 5.6.
10. Каково назначение линии задержки сигнала яркости и как она устроена?

Глава 6

ТЕЛЕВИЗИОННОЕ ВЕЩАНИЕ

6.1. Диапазон радиоволн, используемый для телевизионного вещания

Полный телевизионный сигнал черно-белого или цветного телевидения передается путем амплитудной модуляции несущей частоты, т. е в виде амплитудно-модулированного радиосигнала изображения.

Кроме радиосигнала изображения при телевизионном вещании одновременно передается радиосигнал звукового сопровождения, представляющий собой колебание несущей частоты, модулированное по частоте сигналом звукового сопровождения.

Разные виды модуляции радиосигналов облегчают их разделение в телевизионном приемнике.

Диапазон радиоволн, используемый для телевизионного вещания, определяется условиями передачи радиосигнала изображения.

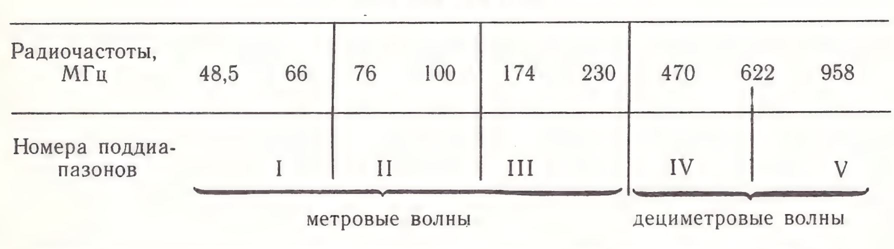
Известно, что при амплитудной модуляции несущая частота должна в несколько раз превышать максимальную частоту спектра модулирующего сигнала. Поскольку высшая частота сигнала изображения при чересстрочной развертке 6 МГц, то несущая ча-

стота радиосигнала изображения должна быть не менее 12...18 МГц, что соответствует коротковолновому диапазону (6...30 МГц).

Однако распространение коротких волн обладает значительной неравномерностью, что делает их непригодными для телевизионного вещания. Кроме того, в коротковолновом диапазоне невозможно разместить более 1...2 радиоканалов телевидения. Поэтому телевизионное вещание осуществляется на ультракоротких волнах, включающих: метровые (10...1 м или 30...300 МГц); дециметровые (100...10 см или 300...3000 МГц); сантиметровые (10...1 см или 3000...30 000 МГц) и миллиметровые (10...1 мм или 30 000... 300 000 МГц).

В настоящее время для телевизионного вещания отведено пять поддиапазонов в метровом и дециметровом диапазонах ультракоротких волн, позволяющих разместить не менее 73 радиоканалов. *Шкала распределения радиочастот* между поддиапазонами дана в табл. 2.

Таблица 2



Радиочастоты, МГц	48,5 66	76 100	174 230	470 622	958
Номера поддиапазонов	I	II	III	IV	V
	метровые волны			дециметровые волны	

Следует заметить, что несущая частота радиосигнала звукового сопровождения может быть значительно ниже несущей частоты радиосигнала изображения. Однако для использования одной и той же антенны на передачу (прием) телевизионной программы несущую частоту радиосигнала звукового сопровождения выбирают в том же диапазоне, что и несущую частоту радиосигнала изображения.

Ультракороткие волны не преломляются ионосферой. Дальность их распространения по сравнению с короткими волнами невелика и ограничивается расстоянием прямой видимости: $r=(3{,}75\div4{,}12)\times(\sqrt{h_1}-\sqrt{h_2})$, где h_1 и h_2 — высоты передающей и приемной антенн в метрах; r — расстояние между ними в километрах. Обычно это расстояние не превышает 100...150 км. Увеличение дальности телевизионных передач достигается ретрансляцией с помощью радиорелейных линий (цепочки приемопередающих устройств, расположенных на расстояниях в несколько десятков километров друг от друга), кабельных магистралей (с системой усилительных пунктов) и космических линий, использующих искусственные спутники Земли. Для радиорелейных и космических линий связи используются волны 30...3 см (1000...10 000 МГц).

6.2. Полоса частот радиоканала телевизионного вещания

Частотный спектр амплитудно-модулированного сигнала содержит несущую частоту и две боковые полосы частот — верхнюю и нижнюю. *Ширина спектра* определяется удвоенной наивысшей частотой модулирующего сигнала.

При передаче сигналов изображения, высшая граничная частота которых 6 МГц, радиосигнал изображения будет занимать полосу частот в 2 раза больше, т. е. 12 МГц.

Однако передача обеих боковых полос амплитудно-модулированного сигнала не обязательна, поскольку каждая из них содержит полную информацию о сигнале изображения, т. е. достаточно передавать только несущую частоту и одну из боковых полос, а вторую полностью или частично (для сохранения несущей частоты) подавлять. Это позволяет увеличить число радиоканалов телевизионного вещания, размещаемых в отведенном диапазоне радиоволн, и упростить радиочастотные цепи приемников, предназначенные для усиления составляющих спектра радиосигнала.

После детектирования однополосного радиосигнала выделяется полный телевизионный сигнал, переданный телецентром, но с меньшей амплитудой, чем при двухполосной передаче, что не имеет существенного значения по сравнению с выигрышем от сужения полосы частот радиоканала.

Согласно отечественному стандарту (ГОСТ 7845—79) радиосигнал изображения передается с частичным подавлением нижней бо-

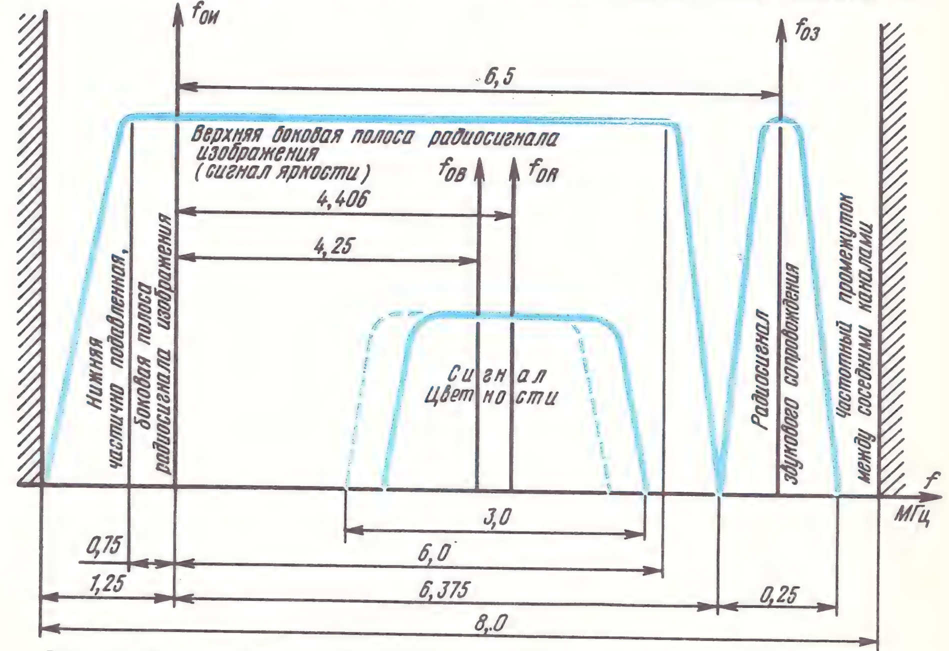


Рис. 6.1. Номинальная радиочастотная характеристика канала телевизионного вещания

ковой полосы, от которой остается лишь небольшой участок шириной 1,25 МГц (рис. 6.1). Верхняя боковая полоса передается полностью и имеет ширину 6,375 МГц. На частотах, лежащих вблизи несущей $f_{0и}$, создается некоторый избыток энергии, что может привести к искажению воспроизведения яркости крупных деталей изображения. Однако путем выбора определенной формы частотной характеристики тракта усиления приемника избыток энергии легко компенсируется.

Частотно-модулированная (с максимальной девиацией $\pm$ 50 кГц) несущая частота радиосигнала звукового сопровождения $f_{0з}$ выбирается на 6,5 МГц выше несущей частоты радиосигнала изображения.

До модуляции для повышения помехоустойчивости сигналы звукового сопровождения подвергаются низкочастотным предыскажениям, т. е. искусственному подъему уровня их высокочастотных составляющих по сравнению с уровнем низкочастотных.

Радиоканал звукового сопровождения занимает полосу частот 0,25 МГц и обеспечивает передачу звуковых частот от 30 до 15 000 Гц.

При передаче цветного телевидения в состав спектра сигнала изображения (сигнала яркости) с помощью частотно-модулированных поднесущих f_{0R} и f_{0B}, следующих через строку, вводится информация о цвете объекта (см. § 5.6). Общая полоса частот, занимаемая радиоканалом телевизионного вещания с учетом защитного частотного промежутка шириной 0,125 МГц, составляет 8 МГц.

Таблица 3

Радиоканалы телевизионного вещания

Номер канала	$f_{0и}$, МГц	$f_{0з}$, МГц	Полоса частот, МГц	Номер канала	$f_{0и}$, МГц	$f_{0з}$, МГц	Полоса частот, МГц
	I поддиапазон				*IV поддиапазон*		
1	49,75	56,25	48,5—56,5	21	471,25	477,75	470—478
2	59,25	65,75	58—66	22	479,25	485,75	478—486
				23	487,25	493,75	486—494
	II поддиапазон			24	495,25	501,75	494—502
3	77,25	83,75	76—84	25	503,25	509,75	502—510
4	85,25	91,75	84—92	26	511,25	517,75	510—518
5	93,25	99,75	92—100	27	519,25	525,75	518—526
				28	527,25	533,75	526—534
	III поддиапазон			29	535,25	541,75	534—542
6	175,25	181,75	174—182	30	543,25	549,75	542—550
7	183,25	189,75	182—190	31	551,25	557,75	550—558
8	191,25	197,75	190—198	32	559,25	565,75	558—566
9	199,25	205,75	198—206	33	567,25	573,75	566—574
10	207,25	213,75	206—214	34	575,25	581,75	574—582
11	215,25	221,75	214—222	35	583,25	589,75	582—590
12	223,25	229,75	222—230	36	591,25	597,75	590—598
				37	599,25	605,75	598—606
				38	607,25	613,75	606—614
				39	615,25	621,75	614—622

В табл. 3 приведено распределение радиочастот I...IV поддиапазонов между радиоканалами телевизионного вещания (V поддиапазон, предназначенный для размещения радиоканалов с 40 по 81, еще не используется).

6.3. Структурная схема телевизионного центра

Телевизионным центром называется комплекс радиотехнических средств, предназначенных для телевизионного вещания. По назначению телецентры делятся на программные и ретрансляционные.

Программный телецентр осуществляет подготовку и передачу собственных программ телевизионного вещания, передачу программ, ретранслируемых в порядке обмена с других телецентров, и консервацию программ путем их записи на магнитную или кинопленку.

Ретрансляционные телецентры собственных программ не создают, а служат для ретрансляции программ, получаемых по радиорелейным, кабельным или космическим линиям связи (например, системам «Орбита», «Москва», «Экран»).

Упрощенная структурная схема телецентра показана на рис. 6.2. В состав телецентра входят: аппаратно-студийный блок *АСБ*, блоки внестудийного вещания и междугородных (международных) программ, центральная аппаратная и передающая станция.

Аппаратно-студийный блок включает в себя студии, в которых размещены передающие телевизионные камеры и звуковая аппаратура, а также телекинопроекционную, видеомагнитофонную и техническую аппаратные.

Камеры кроме передающих трубок содержат предварительные усилители сигналов изображения, генераторы разверток, управляемые синхронизирующими (ведущими) импульсами, и видеоконтрольные устройства.

Из технической аппаратной сигналы изображения и звукового сопровождения поступают в центральную аппаратную. Кроме того, в нее поступают сигналы от блока междугородных (международных) программ и блока внестудийного вещания. Последний связан радиорелейными или кабельными линиями с передвижными телевизионными станциями (*ПТС*), размещаемыми в автобусах, и стационарными трансляционными пунктами (*СТП*), которые оборудуются в концертных залах, театрах, на стадионах и т. п.

Передвижные станции и стационарные пункты представляют собой миниатюрные телецентры. В их состав входят: несколько передающих камер, звуковое оборудование, аппаратные с устройствами формирования полного телевизионного сигнала и радиопередатчики, работающие в дециметровом или сантиметровом диапазоне волн. В *ПТС* передающие камеры и микрофоны могут выноситься из автобуса на расстояние до 300 м.

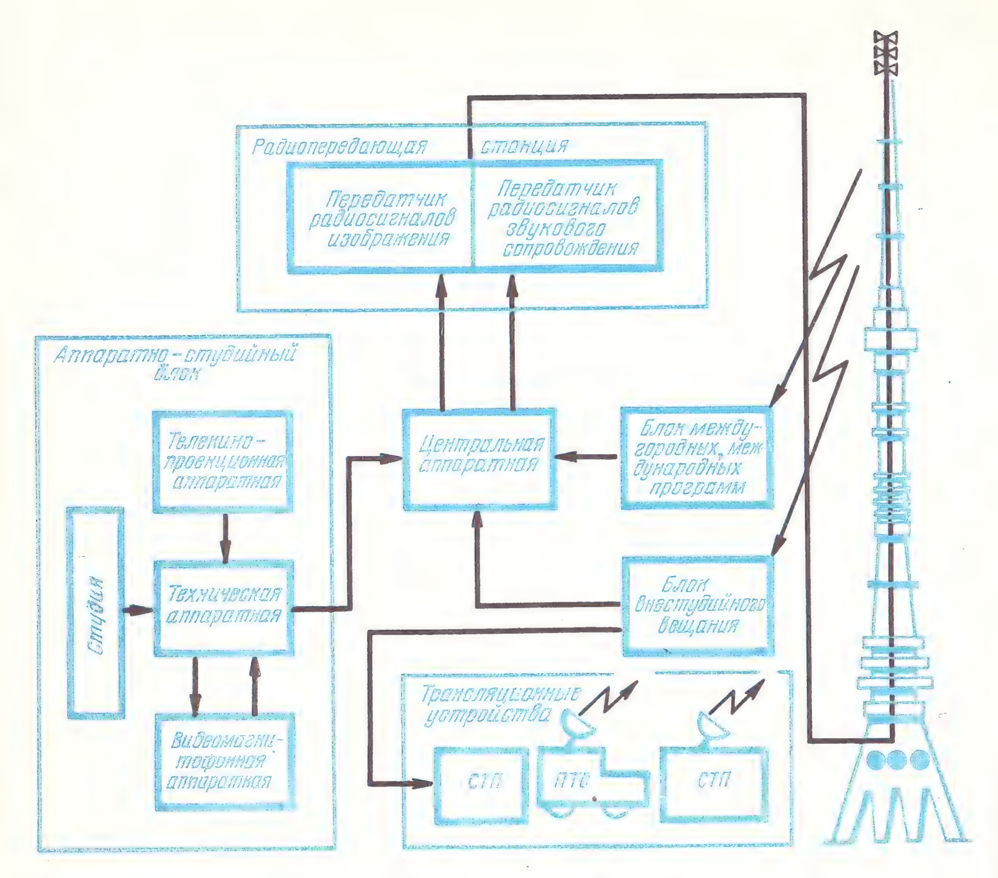


Рис. 6.2. Структурная схема телецентра

Центральная аппаратная является основным диспетчерским и контрольным пунктом телецентра, где окончательно формируются программы вещания из отдельных фрагментов. В центральной аппаратной размещаются синхрогенераторы, усилительные устройства, режиссерские пульты управления и другое оборудование.

Полный телевизионный сигнал сформированной программы из центральной аппаратной поступает на радиопередающую станцию.

Передатчик радиосигнала звукового сопровождения работает на общую с передатчиком радиосигнала изображения антенну, но имеет в 10 раз меньшую мощность.

Так как телевизионный сигнал униполярен, то возможны два варианта модуляции: негативная, при которой максимальному уровню несущей соответствует передача уровня сигналов синхронизации (рис. 6.3, *а*), и позитивная, когда передатчик излучает максимальную мощность при передаче уровня белого (рис. 6.3, *б*).

Отечественным стандартом (ГОСТ 7845—79) установлена негативная модуляция, обладающая рядом достоинств. При негатив-

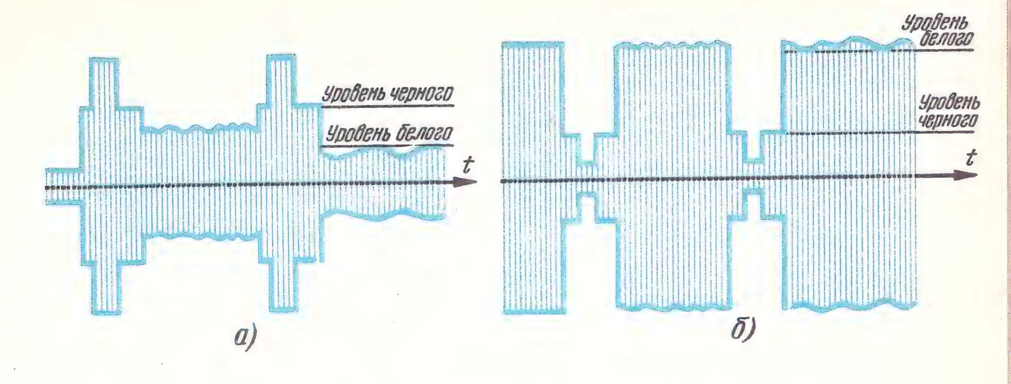


Рис. 6.3. Полярность модуляции:
а — негативная; *б* — позитивная

ной модуляции средняя излучаемая мощность значительно меньше, чем при позитивной, так как на изображениях обычно преобладают светлые тона. Помехи при негативной модуляции проявляются на изображении в виде черных точек, которые менее заметны. Уровень синхроимпульсов при негативной модуляции, независимо от содержания изображения, всегда соответствует максимальной излучаемой мощности, что повышает помехоустойчивость синхронизации и облегчает построение ряда схем телевизионных приемников.

6.4. Структурная схема синхрогенератора

Синхрогенератор, являющийся одним из основных устройств оборудования центральной аппаратной телецентра, служит для формирования синхронизирующих и гасящих импульсов всех видов.

Структурная схема синхрогенератора показана на рис. 6.4. Ее можно представить в виде трех основных частей: задающего устройства *ЗУ*, формирующего устройства *ФУ* и усилителя-распределителя импульсов *УРИ*.

Задающее устройство осуществляет жесткую связь между частотами строк и кадров.

Известно, что при чересстрочной развертке число строк в кадре нечетное и каждый кадр состоит из двух полей. Чтобы связать частоты строк f_z и полей $f_к$, необходимо строчную частоту разделить на $z/2$, т. е. на число строк в одном поле. Однако число $z/2$ дробное. Поэтому для получения возможности деления частоты в целое число раз частота задающего генератора *ЗГ* удваивается и делается равной $2f_z$. Затем эта частота делится на два и на z. В результате на выходе *ЗУ* образуются колебания частот $2f_z$, f_z и $f_к$.

Частота полей $f_к = 50$ Гц на многих телецентрах синхронизируется частотой питающей сети. Это значительно снижает заметность помех от нестабильности частоты питающей сети, которые проявляются в виде медленно перемещающихся по экрану разно-

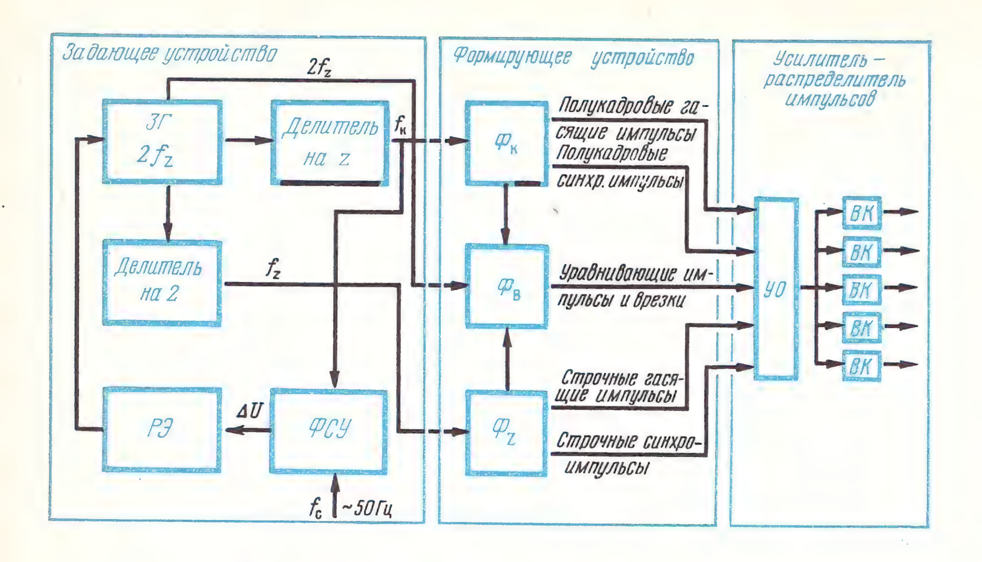


Рис. 6.4. Структурная схема синхрогенератора

ярких горизонтальных полос. В результате синхронизации указанные помехи становятся неподвижными и поэтому малозаметными.

Для осуществления такой синхронизации в синхрогенератор вводятся реактивный элемент *РЭ* и фазосдвигающее устройство *ФСУ*. На вход фазосдвигающего устройства поступают напряжения частоты полей $f_к$ и частоты питающей сети $f_с$, а на выходе вырабатывается поправочное напряжение ΔU, пропорциональное по величине и знаку сдвигу фаз между входными напряжениями. Поправочное напряжение через реактивный элемент управляет частотой задающего генератора.

Однако при обмене телевизионными программами между городами и странами синхронизация частотой питающей сети не имеет смысла, поскольку в местах передачи и приема она может быть различной. В этих случаях элементы *РЭ* и *ФСУ* отключаются, а в задающем генераторе формируются сигналы высокостабильных частот.

С задающего устройства сигналы частот $2f_z$, f_z и $f_к$ поступают в формирующее устройство, являющееся наиболее сложной и многокаскадной частью синхрогенератора. В блоке $Ф_z$ этого устройства формируются синхронизирующие и гасящие импульсы строчной частоты, в блоке $Ф_к$ — аналогичные импульсы с частотой полей, в блоке $Ф_в$ — уравнивающие импульсы и импульсы врезок.

Сформированные импульсы поступают на усилитель-распределитель, где после предварительного усиления и ограничения в блоке *УО* они подаются на выходные каскады *ВК* и распределяются между потребителями.

Число выходов каждого вида импульсов зависит от состава аппаратуры телецентра.

6.5. Структурная схема черно-белого телевизора

Современные телевизионные приемники как черно-белого, так и цветного телевидения строятся по супергетеродинной схеме с двукратным преобразованием несущей частоты радиосигнала звукового сопровождения (рис. 6.5, *а*).

Принятые антенной *А* телевизионные сигналы поступают на радиочастотный блок телевизора, называемый переключателем телевизионных каналов ПТК, который выполняется преимущественно на радиолампах и рассчитан для приема двенадцати каналов метрового

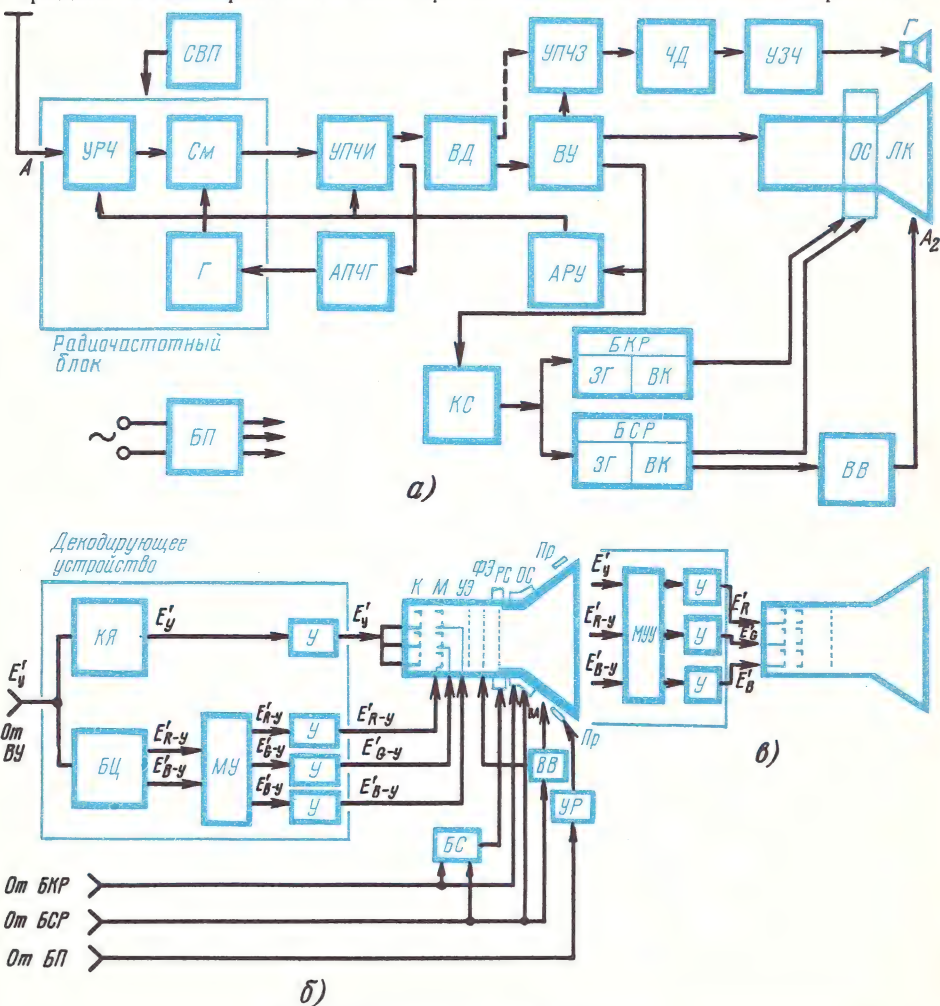


Рис. 6.5. Построение схем телевизоров:

а — структурная схема черно-белого телевизора; *б* — структурная схема узлов цветного телевизора при модуляции токов лучей кинескопа цветоразностными сигналами; *в* — модуляция токов лучей цветного кинескопа первичными сигналами основных цветов.

диапазона волн, или селектором каналов *СК*, выполняемым на транзисторах. Селекторы каналов бывают метрового диапазона (СК-М), дециметрового (СК-Д) и всеволновые, т. е. предназначенные для метрового и дециметрового диапазонов (СК-В).

Используемые в телевизорах радиочастотные блоки имеют коэффициент усиления 6...10 и полосу пропускания 8...14 МГц. С их помощью из всего спектра частот, поступающих на вход телевизора, выделяются и усиливаются радиосигналы изображения и звукового сопровождения принятого канала и преобразуются несущие частоты этих радиосигналов ($f_{о.и}$ и $f_{о.з}$) в единые для любого канала промежуточные частоты $f_{п.и}=38$ МГц и $f_{п.з}=31,5$ МГц.

В состав радиочастотного блока входят усилитель радиочастоты *УРЧ*, гетеродин *Г* и смеситель *См*.

Усилитель радиочастоты — широкополосный резонансный. Сопротивление его входной цепи согласовывается с волновым сопротивлением фидера антенны. С выхода *УРЧ* радиосигналы изображения и звукового сопровождения подаются на смеситель. Сюда же поступает синусоидальное напряжение, выработанное гетеродином. Частота этого напряжения $f_г$ на любом канале выбирается выше несущих частот так, чтобы в результате биений на выходе смесителя получались разностные (промежуточные) частоты $f_г-f_{о.и}=$ $=f_{п.и}=38$ МГц; $f_г-f_{о.з}=f_{п.з}=31,5$ МГц.

Следует отметить, что при выборе частоты гетеродина выше несущих промежуточные частоты по сравнению с несущими как бы меняются местами, т. е. промежуточная частота $f_{п.з}$ оказывается ниже $f_{п.и}$ на 6,5 МГц, в то время как несущая частота $f_{о.з}$ любого канала выше несущей частоты $f_{о.и}$ на 6,5 МГц.

Переключение (перестройка) радиочастотного блока с канала на канал может осуществляться ручным или электронным способом. В последнем случае радиочастотный блок дополняется специальным устройством сенсорного СВП или кнопочного (псевдосенсорного) выбора программ.

Для повышения стабильности промежуточных частот в телевизоре предусматривается система автоматической подстройки частоты гетеродина *АПЧГ*, которая при отклонении от номинального значения одной из промежуточных частот (обычно $f_{п.и}$) вырабатывает определенное управляющее напряжение, корректирующее частоту гетеродина.

С выхода блока амплитудно-модулированный сигнал промежуточной частоты изображения $f_{п.и}$ и частотно-модулированный сигнал промежуточной частоты звукового сопровождения $f_{п.з}$ поступают в общий (трех-четырехкаскадный) усилитель промежуточных частот *УПЧИ*, где радиосигнал изображения усиливается в несколько тысяч раз, а радиосигнал звукового сопровождения в 300...400 раз. Такое соотношение уровней радиосигналов способствует устранению взаимных помех между ними и в то же время обеспечивает оптимальные условия для получения второй промежуточной частоты звукового сопровождения, в качестве которой используется разностная частота биений $f_{р.ч}=f_{п.и}-f_{п.з}=f_{о.з}-f_{о.и}=6,5$ МГц.

Следующий за УПЧИ каскад — амплитудный видеодетектор *ВД* — выделяет из амплитудно-модулированного радиосигнала изображения полный телевизионный сигнал, который усиливается широкополосным видеоусилителем *ВУ* и поступает на кинескоп *ЛК* (обычно на его катод), а также в схемы автоматической регулировки усиления *АРУ* и канала синхронизации *КС*.

Система *АРУ* вырабатывает регулирующее напряжение, которое, воздействуя на каскады *УРЧ* и *УПЧИ*, изменяет их коэффициенты усиления так, что уровень сигнала изображения на катоде кинескопа поддерживается почти неизменным при значительных колебаниях уровня входного радиосигнала.

Канал синхронизации осуществляет отделение от полного телевизионного сигнала импульсов строчной и кадровой синхронизации, разделение их и формирование синхронизирующих сигналов для управления работой задающих генераторов блоков кадровой *БКР* и строчной *БСР* разверток (рис. 6.5, *а*).

Пилообразные токи строчной и кадровой частот, выработанные выходными каскадами соответствующих блоков разверток, питают отклоняющую систему *ОС*.

С выходным каскадом блока строчной развертки связан высоковольтный выпрямитель *ВВ*, предназначенный для питания второго анода A_2 кинескопа.

Кроме полного телевизионного сигнала на нагрузке видеодетектора выделяется сигнал разностной частоты $f_{р.ч}=6{,}5$ МГц, поступающий в канал звукового сопровождения непосредственно с видеодетектора или после предварительного усиления видеоусилителем.

Проникновение этого сигнала вместе с сигналом изображения на катод кинескопа недопустимо, так как на изображении возникнут помехи в виде мелкоструктурной сетки. Поэтому сигнал частоты $f_{р.ч}$ подавляется в видеоусилителе режекторным фильтром, настроенным на 6,5 МГц.

Канал звукового сопровождения состоит из усилителя промежуточной (разностной) частоты *УПЧЗ*, частотного детектора *ЧД* и усилителя звуковой частоты *УЗЧ*. Использование в качестве промежуточной частоты звукового сопровождения разности $f_{п.и}-f_{п.з}=f_{р.ч}=6{,}5$ МГц делает независимым качество звука от стабильности частоты гетеродина радиочастотного блока. Однако это требует применения в *УПЧЗ* и частотном детекторе глубокого амплитудного ограничения, поскольку сигнал разностной частоты $f_{р.ч}$ помимо частотной модуляции сигналом звукового сопровождения подвержен также паразитной амплитудной модуляции сигналом изображения. При недостаточном уровне ограничения в громкоговорителе *Г* прослушивается посторонний звуковой фон или рокот.

6.6. Особенности структурной схемы цветного телевизора

Структурные схемы телевизоров цветного и черно-белого изображения во многом подобны, т. е. структурная схема, показанная на

рис. 6.5, *а*, в основном справедлива и для телевизора цветного изображения.

Для выделения и воспроизведения информации о цвете объектов в нее вводится специальное декодирующее устройство, трехлучевой цветной кинескоп и узлы, предназначенные для обеспечения его нормальной работы (рис. 6.5, *б*).

Декодирующее устройство служит для усиления сигнала яркости, выделения из него сигналов цветности и их преобразования. Полученные на выходе декодирующего устройства сигналы яркости и цветности управляют токами лучей цветного кинескопа.

В состав *декодирующего устройства* (рис. 6.5, *б*) входят: канал яркости *КЯ*, блок цветности *БЦ*, матричное устройство *МУ* и выходные видеоусилители *У*.

В канале яркости осуществляются усиление сигнала E'_Y в несколько десятков раз и некоторая его коррекция. Видеоусилитель *ВУ* (рис. 6.5, *а*) в телевизоре цветного изображения выполняет в основном функцию согласующе-распределительного каскада и имеет незначительный (несколько единиц) коэффициент усиления, в то время как в телевизоре черно-белого изображения он имеет коэффициент усиления 50...80.

Блок цветности осуществляет выделение цветоразностных сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y} из частотно-модулированных сигналов цветности и их раздельное усиление, причем оба цветоразностных сигнала (передаваемые попеременно в смежных строках) на выходе блока цветности появляются одновременно (см. § 5.8).

В телевизорах цветного изображения применяют два метода модуляции токов лучей цветного кинескопа: цветоразностными сигналами (рис. 6.5, *б*) и первичными сигналами основных цветов (рис. 6.5, *в*).

При первом методе на соединенные вместе три катода кинескопа подается сигнал яркости E'_Y, а на модулирующие электроды — три цветоразностных сигнала: E'_{R-Y}, E'_{G-Y} и E'_{B-Y}.

Цветоразностный сигнал E'_{G-Y} формируется в матричном устройстве из сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y} (см. § 5.4).

В результате одновременного воздействия на каждый электронный луч кинескопа сигнала яркости и одного из цветоразностных сигналов происходит их матрицирование:

$$E'_{R-Y}+E'_Y=E'_R-E'_Y+E'_Y=E'_R;$$
$$E'_{G-Y}+E'_Y=E'_G;\ E'_{B-Y}+E'_Y=E'_B.$$

Таким образом токи лучей кинескопа фактически модулируются первичными сигналами изображения основных цветов: E'_R, E'_G и E'_B, а роль матрицы для их получения выполняет кинескоп.

При втором методе (рис. 6.5, *в*) первичные сигналы E'_R, E'_G и E'_B формируются в усложненном устройстве *МУУ*. Сначала из сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y} получается сигнал E'_{G-Y}, а затем каждый цвето-

разностный сигнал складывается с сигналом E'_Y. Первичные сигналы подаются на три катода кинескопа.

Второй метод, по сравнению с первым, упрощает настройку и эксплуатацию телевизора, но усложняет схему и предъявляет более жесткие требования к точности номиналов применяемых деталей. Этот метод получает все большее распространение в декодирующих устройствах, выполненных на интегральных микросхемах.

Если в цветном телевизоре применяется кинескоп с дельта-образным расположением электронных прожекторов, то в состав телевизора вводится еще блок сведения (*БС* на рис. 6.5, *б*), который с помощью импульсных напряжений строчной и кадровой частот вырабатывает токи питания электромагнитов регулятора динамического сведения *РС*. Питание фокусирующих электродов цветного кинескопа осуществляется, как правило, от высоковольтного выпрямителя.

6.7. Блоки питания телевизоров

В состав каждого телевизора входит блок питания (см. *БП* на рис. 6.5, *а*), который преобразует переменное сетевое напряжение в постоянные и переменные напряжения, необходимые для питания всех узлов и блоков. В цветных телевизорах (рис. 6.5, *б*) с блоком питания связано размагничивающее устройство *УР*, питающее петлю размагничивания кинескопа *ПР*. Блок питания к сети переменного тока подключается через силовой трансформатор, снабженный переключателем напряжения.

В последнее время все более широкое распространение получают импульсные блоки питания без силового трансформатора. На рис. 6.6 показана упрощенная функциональная схема такого блока питания. Синусоидальное напряжение сети преобразуется мостовой выпрямительной схемой *МВ* в пульсирующее напряжение, которое стабилизируется электронным стабилизатором *ЭС* и сглаживается фильтром *СФ*. Электронный стабилизатор обеспечивает получение почти постоянного напряжения на выходе *СФ* в широких пределах изменения сетевого напряжения (от 100 до 260 В). Поэтому теле-

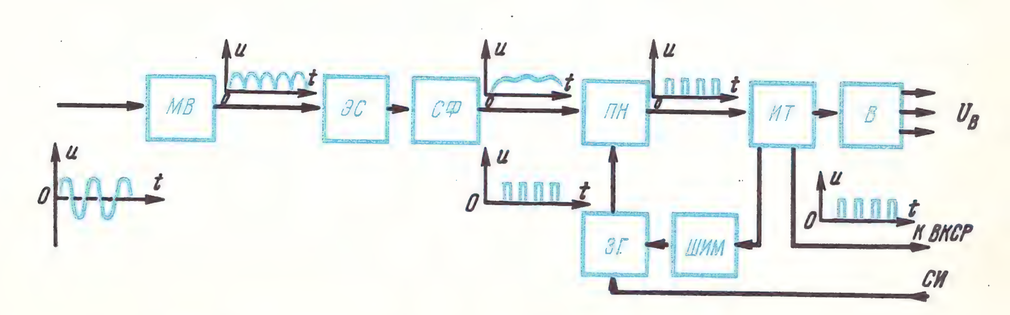


Рис. 6.6. Функциональная схема импульсного блока питания

визионный приемник не нуждается в переключении напряжения сети и применении силового трансформатора.

В преобразователе напряжения *ПН* из постоянного напряжения, поступающего от *СФ*, формируется переменное импульсное напряжение строчной частоты (15 625 Гц). Для этого на преобразователь подаются импульсы строчной частоты, вырабатываемые задающим генератором строчной развертки. Синхронизация задающего генератора осуществляется строчными синхроимпульсами *СИ*, поступающими из канала синхронизации.

Переменное импульсное напряжение, полученное в преобразователе *ПН*, распределяется малогабаритным импульсным трансформатором *ИТ* между системой выпрямителей *В*, которые вырабатывают необходимые для питания приемника постоянные напряжения $U_в$. С одной из обмоток трансформатора *ИТ* импульсы строчной частоты подаются на выходной каскад строчной развертки (*ВКСР*), создающий пилообразный ток для питания строчных отклоняющих катушек.

Стабилизация выпрямленных напряжений $U_в$ осуществляется методом широтно-импульсной модуляции (ШИМ) управляющих импульсов задающего генератора. При этом с помощью блока ШИМ разность между значениями выпрямленных и номинальных напряжений преобразуется в изменения ширины (длительности) управляющих импульсов, что сопровождается увеличением или уменьшением скважности импульсного напряжения, формируемого преобразователем *ПН*. Если, например, выпрямленные напряжения уменьшаются, то блок ШИМ увеличит ширину управляющих импульсов, вследствие чего уменьшится скважность импульсного напряжения, а его средняя составляющая (см. § 2.2) и выпрямленные напряжения увеличатся.

Аналогично происходит стабилизация выпрямленных напряжений в случае их увеличения, но при этом блок ШИМ увеличивает скважность импульсного напряжения. Применение импульсных блоков питания позволяет повысить экономичность телевизионных приемников, уменьшить их габариты и снизить массу.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Чему равна полоса частот, занимаемая одним каналом телевизионного вещания?
2. Почему допускается подавление одной боковой полосы частот?
3. Какие блоки входят в состав телецентра?
4. Каковы достоинства негативной модуляции?
5. Объясните структурную схему синхрогенератора.
6. Поясните назначение блоков структурной схемы рис. 6.5, *а*.
7. Поясните назначение блоков рис. 6.5, *б*.
8. Какие узлы входят в состав импульсного блока питания и каково их назначение?

Глава 7

РАЗВЕРТЫВАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

7.1. Общие сведения

Для образования на экране приемной трубки прямоугольного растра с равномерной яркостью по всему полю необходимо, чтобы электронный луч на участках прямого хода строчной и кадровой разверток двигался по экрану с постоянной скоростью, а прочерчиваемые им строки были равной длины и располагались на одинаковом расстоянии друг от друга.

Это достигается изменением напряженности магнитного поля как строчных, так и кадровых отклоняющих катушек по пилообразному закону, который характеризуется линейно нарастающим прямым ходом и кратковременным линейно спадающим обратным ходом (рис. 7.1). Поскольку напряженность магнитного поля H линейно связана с создающим ее током, то протекающие в отклоняющих катушках токи $I_к$ тоже должны быть пилообразными.

Такие токи формируются строчными и кадровыми развертывающими устройствами, которые состоят из двух основных узлов — маломощного импульсного задающего генератора, управляемого синхроимпульсами, и мощного выходного каскада, нагруженного на отклоняющие катушки (рис. 7.2).

Между ними, особенно в транзисторных устройствах, часто включаются дополнительные усилительные и согласующие (буферные) каскады.

7.2. Нелинейные и геометрические искажения растра

Создаваемые строчными и кадровыми отклоняющими катушками магнитные поля всегда обладают некоторой неравномерностью, что вызывает нарушение правильной формы и структуры растра.

Различаются два основных вида искажений растра: геометрические и нелинейные.

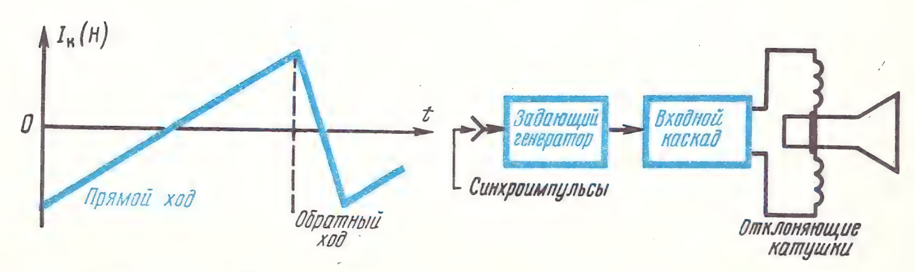


Рис. 7.1. Пилообразный отклоняющий ток

Рис. 7.2. Структурная схема развертывающего устройства

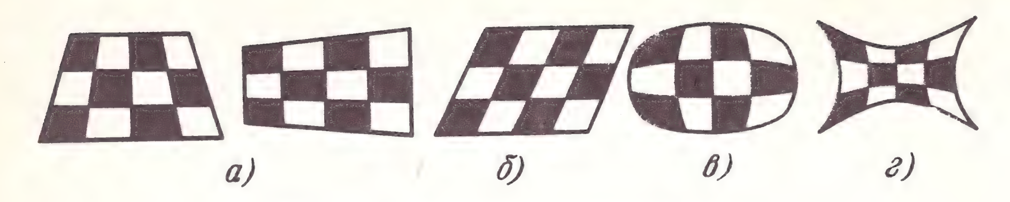


Рис. 7.3. Геометрические искажения растра:
а — «трапеция»; *б* — «параллелограмм»; *в* — «бочка»; *г* — «подушка»

Геометрические искажения растра проявляются в отклонении формы растра от прямоугольной. Они бывают типа «трапеции», расположенной по горизонтали или вертикали, «параллелограмма», «бочки» и «подушки» (рис. 7.3).

Причинами геометрических искажений являются: разница в индуктивности пар строчных или пар кадровых отклоняющих катушек («трапеции»), нарушение перпендикулярности между осями строчных и кадровых катушек («параллелограмм»), неравномерность магнитных полей отклоняющих катушек на краях растра или воздействие посторонних магнитных полей («бочка», «подушка»). Таким образом, геометрические искажения в основном определяются точностью конструктивного исполнения отклоняющих систем.

Полностью ликвидировать эти искажения не удается. Поэтому стандартами и техническими условиями на телевизионные приемники устанавливаются предельно допустимые нормы геометрических искажений, которые не должны превышаться. Для некоторой компенсации геометрических искажений отклоняющие системы обычно снабжаются корректирующими постоянными магнитами или электромагнитами.

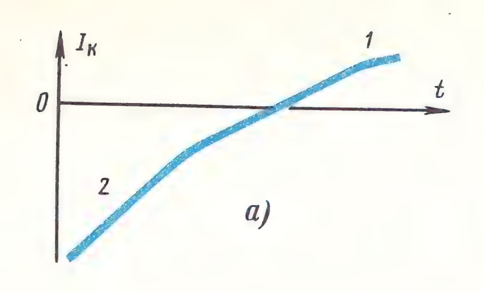
Нелинейные искажения растра обусловлены неравномерной скоростью движения электронного луча в пределах прямого хода строчной и кадровой разверток и оцениваются раздельно: по горизонтали и по вертикали.

Нелинейные искажения бывают двух видов: несимметричные и симметричные.

Несимметричные нелинейные искажения возникают вследствие нарушения линейности пилообразных токов, протекающих через отклоняющие катушки, т. е. когда на отдельных участках прямого хода они приобретают более пологую или крутую форму (рис. 7.4).

В первом случае (участок *1* на рис. 7.4, *а*) движение электронного луча замедляется. Поэтому на соответствующем участке экрана яркость растра увеличивается, а воспроизводимое изображение сжимается (рис. 7.4, *б*). Во втором случае (участок *2* на рис. 7.4, *а*) скорость движения луча возрастает, и, следовательно, участок растра становится темнее, а изображение на этом участке растягивается (рис. 7.4, *б*).

Следует заметить, что форма отклоняющих токов на участках обратного хода не влияет на качество растра, так как в это время



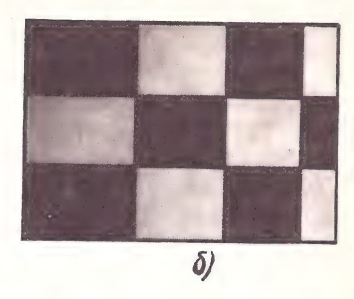


Рис. 7.4. Несимметричные нелинейные искажения растра:
а — искаженная форма отклоняющего тока; *б* — искажения изображения

электронный луч гасится. Важно только, чтобы длительность обратных ходов строчной и кадровой разверток не превышала отведенных для них интервалов времени.

Симметричные нелинейные искажения возникают вследствие нарушения пропорциональности между отклоняющим током и перемещением электронного луча по экрану кинескопа. Они присущи кинескопам с большим углом отклонения луча (90...110°) и уплощенной формой экрана. Образование симметричных искажений наглядно иллюстрируется на рис. 7.5, *а*, из которого видно, что в результате уплощенной, а не строго сферической (показанной штриховой линией) формы экрана изображение на его периферийных участках относительно средней части оказывается симметрично растянутым, несмотря на линейное во времени изменение напряженности отклоняющего магнитного поля.

На рис. 7.5, *б* показан график зависимости отклонения луча A от напряженности магнитного поля H, создаваемого отклоняющим током I. Идеальная линейная зависимость изображена на этом гра-

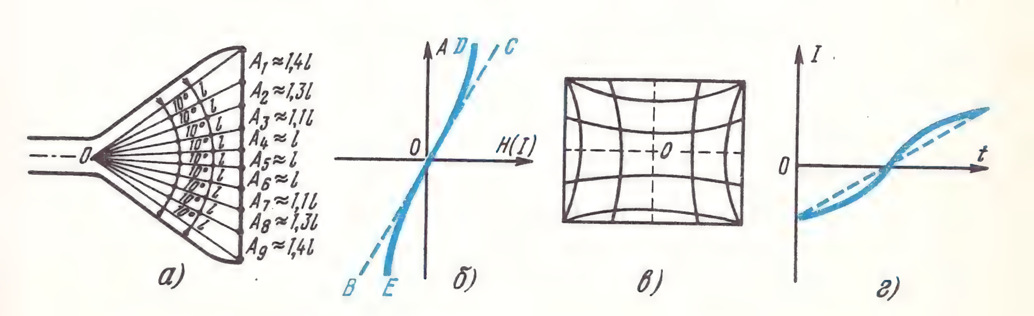


Рис. 7.5. Симметричные искажения изображения:
а — образование симметричных искажений на экране кинескопа уплощенной формы; *б* — зависимость отклонения луча от напряженности поля при плоском экране; *в* — подушкообразные искажения изображения; *г* — форма отклоняющего тока, компенсирующая симметричные искажения

фике прямой BC, а реальная — кривой $ДЕ$. Из рисунка видно, что пропорциональность между A и H соблюдается только при небольших значениях отклоняющих токов, т. е. небольших углах отклонения луча. При больших углах отклонения пропорциональность нарушается.

Поскольку расстояния от центра отклонения O до различных периферийных участков уплощенного экрана оказываются неодинаковыми, то одновременно с симметричными нелинейными искажениями растра возникают подушкообразные геометрические искажения (рис. 7.5, *в*).

Для компенсации симметричных и связанных с ними подушкообразных искажений растра необходимо замедлять движение электронного луча на периферийных участках экрана, что достигается изменением линейной формы отклоняющих токов на S-образную (рис. 7.5, *г*). Нелинейные искажения, как и геометрические, несмотря на принимаемые меры, полностью устранить не удается. Однако они не должны превышать предельно допустимых норм, устанавливаемых стандартами и техническими условиями.

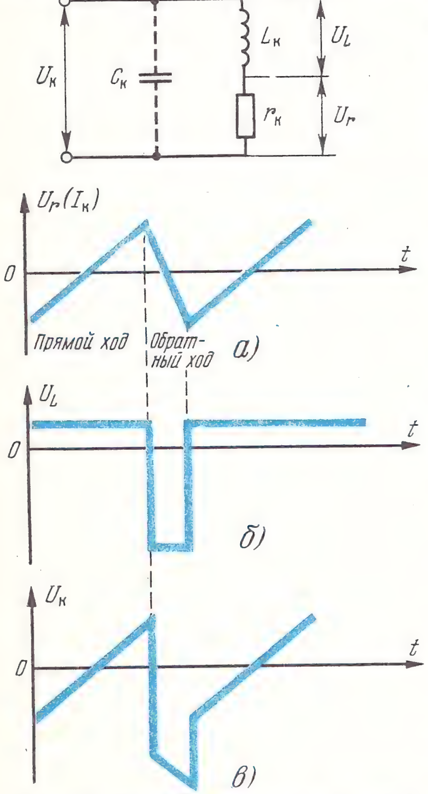


Рис. 7.6. Форма напряжения на отклоняющих катушках:
а — эквивалентная схема отклоняющих катушек; *б* — форма отклоняющего тока и напряжения на активном сопротивлении; *в* — форма напряжения на индуктивном сопротивлении; *г* — форма напряжения на отклоняющих катушках

7.3. Требования к форме напряжения на выходе развертывающего устройства

Отклоняющие катушки можно представить в виде электрического соединения индуктивности $L_к$, активного сопротивления ее провода $r_к$ и межвитковой емкости $C_к$ (рис. 7.6, *а*).

Если через отклоняющие катушки протекает пилообразный ток $I_к$ (см. рис. 7.1), то падение напряжения на активном сопротивлении U_r имеет также пилообразную форму (рис. 7.6, *б*), а на индуктивности — импульсную U_L (рис. 7.6, *в*), так как это напряжение определяется скоростью изменения тока ($U_L = L_к \Delta I_к / \Delta t$), которая на участках прямого и обратного ходов пилообразного тока имеет хотя и различные, но постоянные значения.

Так, на участке прямого хода ток линейно нарастает, поэтому

скорость его изменения $\Delta I_{\text{к.пр}}/\Delta t$ и падение напряжения U_L имеют постоянные положительные значения.

На участке обратного хода ток линейно спадает, поэтому скорость его изменения $\Delta I_{\text{к.обр}}/\Delta t$ и напряжение U_L имеют также постоянные, но отрицательные значения.

Поскольку обратный ход короче прямого, то скорость изменения тока и амплитуда импульса напряжения на участке обратного хода получаются больше, чем на участке прямого хода.

Падение напряжения на отклоняющих катушках $U_{\text{к}}$ представляет собой сумму пилообразного напряжения U_r и импульсного U_L, т. е. имеет пилообразно-импульсную форму (рис. 7.6, *г*).

Соотношение составляющих этого напряжения определяется соотношением между активным $r_{\text{к}}$ и индуктивным $X_L = 2\pi f L_{\text{к}}$ (где f — частота отклоняющего тока) сопротивлениями отклоняющих катушек. При $r_{\text{к}} \gg X_L$ преобладает пилообразная составляющая, при $r_{\text{к}} \ll X_L$ — импульсная.

Таким образом, выяснено, что протекающий через отклоняющие катушки пилообразный ток создает на них падение напряжения пилообразно-импульсной формы с соизмеримыми или преобладающими относительно друг друга составляющими.

Отсюда справедливо и обратное утверждение: для того чтобы через отклоняющие катушки протекал пилообразный ток, к ним необходимо приложить соответствующее пилообразно-импульсное напряжение. Это значит, что форма напряжения на выходе развертывающего устройства, а следовательно, на входе его оконечного усилителя (выходного каскада) в общем случае должна быть пилообразно-импульсной.

В частных случаях выходное напряжение может иметь форму, близкую к пилообразной (когда $r_{\text{к}} \gg X_L$) или импульсной (при $r_{\text{к}} \ll X_L$).

Любой из трех видов напряжений формируется в импульсных задающих генераторах, работа которых рассматривается в следующей главе.

Межвитковая емкость отклоняющих катушек $C_{\text{к}}$ (рис. 7.6, *а*) на форму напряжения $U_{\text{к}}$ не влияет. Однако, как будет показано ниже, в контуре, образованном этой емкостью совместно с индуктивностью $L_{\text{к}}$, возникают колебательные процессы, которые способны исказить форму отклоняющих токов на участках прямого хода и тем самым значительно ухудшить качество изображения.

Для срыва паразитных колебаний в выходных каскадах развертывающих устройств применяют специальные элементы, называемые *демпферами* (успокоителями).

7.4. Выходные каскады развертывающих устройств

Выходные каскады как кадровой, так и строчной разверток предназначены для непосредственного питания отклоняющих катушек напряжениями импульсной, пилообразной или пилообразно-импульсной формы, которые обеспечивают получение пилообразных отклоняющих токов.

Однако из-за разной частоты отклоняющих токов выходные каскады кадровой и строчной разверток имеют существенные различия.

Так, для обеспечения неискаженной формы пилообразно-импульсного, пилообразного или импульсного напряжений выходной каскад должен пропускать до 20 его гармонических составляющих. При этом требуемая полоса пропускания выходного каскада строчной развертки ($15{,}625\times 20=312$ кГц) получается более чем в 300 раз шире полосы пропускания выходного каскада кадровой развертки ($50\times 20=1000$ Гц).

Такое же соотношение и мощностей этих каскадов, поскольку при примерно равных затратах энергии на отклонение электронного луча по горизонтали и вертикали период строчной развертки (64 мкс) в 312,5 раза меньше периода кадровой развертки (20 мс). Поэтому в выходных каскадах строчной развертки применяются более мощные лампы и полупроводниковые приборы.

Межвитковая емкость отклоняющих катушек (см. $C_к$ на рис. 7.6, *а*) и другие паразитные емкости выходного каскада практически не оказывают влияния на форму отклоняющего тока кадровой частоты, но играют существенную роль в работе выходного каскада строчной развертки и заставляют усложнять его схему. Рассмотрим принципы построения и работы выходных каскадов кадровой и строчной разверток.

7.5. Выходные каскады кадровой развертки

Выходные каскады кадровой развертки представляют собой обычные низкочастотные усилители мощности с дроссельным, трансформаторным, автотрансформаторным или непосредственным (бестрансформаторным) выходом. На рис. 7.7, *а* показана схема транзисторного выходного каскада с трансформаторным выходом, на рис. 7.7, *б* — его эквивалентная схема, а на рис. 7.7, *в...з* — диаграммы токов и напряжений.

Входное пилообразно-импульсное напряжение $U_{вх}$ (рис. 7.7, *в*) усиливается транзистором и в противоположной полярности выделяется на его коллекторной нагрузке в виде напряжения $U_к$ (рис. 7.7 *г*), под действием которого в коллекторной цепи протекает пилообразный ток $I_о$ (рис. 7.7, *д*). Как видно из эквивалентной схемы (рис. 7.7,*б*), коллекторная нагрузка состоит из индуктивности $L_к$ и активного сопротивления $r_к$ отклоняющих катушек, индуктивности L_1 первичной обмотки ТВК, шунтирующей отклоняющие катушки, и активного сопротивления этой обмотки r_1 (показано включенным в общую цепь, так как оно в процессе трансформации не участвует). Неискаженный пилообразный ток $I_о$ будет протекать через отклоняющие катушки только в том случае, если индуктивность L_1 очень велика и не оказывает шунтирующего действия. Большой индуктивностью обладают обмотки крупногабаритных ТВК, что для массовых телевизионных приемников неприемлемо.

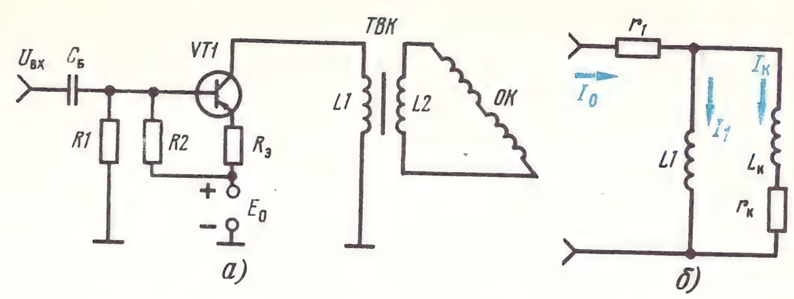


Рис. 7.7. Выходной каскад кадровой развертки с трансформаторным выходом: *а, б* — схемы принципиальная и эквивалентная; *в* — форма входного пилообразно-импульсного напряжения; *г* — форма напряжения на коллекторной нагрузке; *д* — форма тока в коллекторной цепи выходного каскада; *е* — искажение формы отклоняющего тока; *ж* — импульсно-параболическая форма коллекторного напряжения; *з* — необходимая форма входного напряжения

При сравнительно малой индуктивности L_1 (до 2...3 Г) форма тока $I_к$, протекающего через отклоняющие катушки, принимает вид, показанный на рис. 7.7, *е*. Скорость нарастания этого тока по сравнению с пилообразным I_0 в начале развертки увеличивается, а в конце — уменьшается. Следовательно, верхняя часть изображения (начало развертки) будет растянута, а нижняя — сжата.

В телевизорах применяют малогабаритные ТВК, но при этом изменяют форму напряжения на коллекторе транзистора (рис. 7.7, *ж*) таким образом, чтобы нелинейность отклоняющего тока была скомпенсирована.

Напряжение $U'_к$ (рис. 7.7, *ж*) имеет импульсно-параболическую форму и получается в результате соответствующего искажения пилообразно-импульсного входного напряжения (рис. 7.7, *в*), для чего между коллекторной и базовой цепями транзистора выходного каскада создается *отрицательная обратная связь* через дифференцирующую цепь $R_дC_д$ (рис. 7.8, *а*).

Постоянная времени цепи $R_д C_д$ выбирается равной периоду кадровой развертки. В результате дифференцирования коллекторное пилообразно-импульсное напряжение $U_к$ (рис. 7.8, *б*) принимает вид, показанный на рис. 7.8, *в*. Напряжение $U_{ос}$ снимается с потенциометра $R_д$ и поступает в цепь базы транзистора, преобразуя входное $U_{вх}$ пилообразно-импульсное напряжение (рис. 7.8, *г*) в импульсно-параболическое $U'_{вх}$ (рис. 7.8, *д*). При такой форме напряжения одновременно корректируются также симметричные нелинейные искажения.

С помощью потенциометра $R_д$

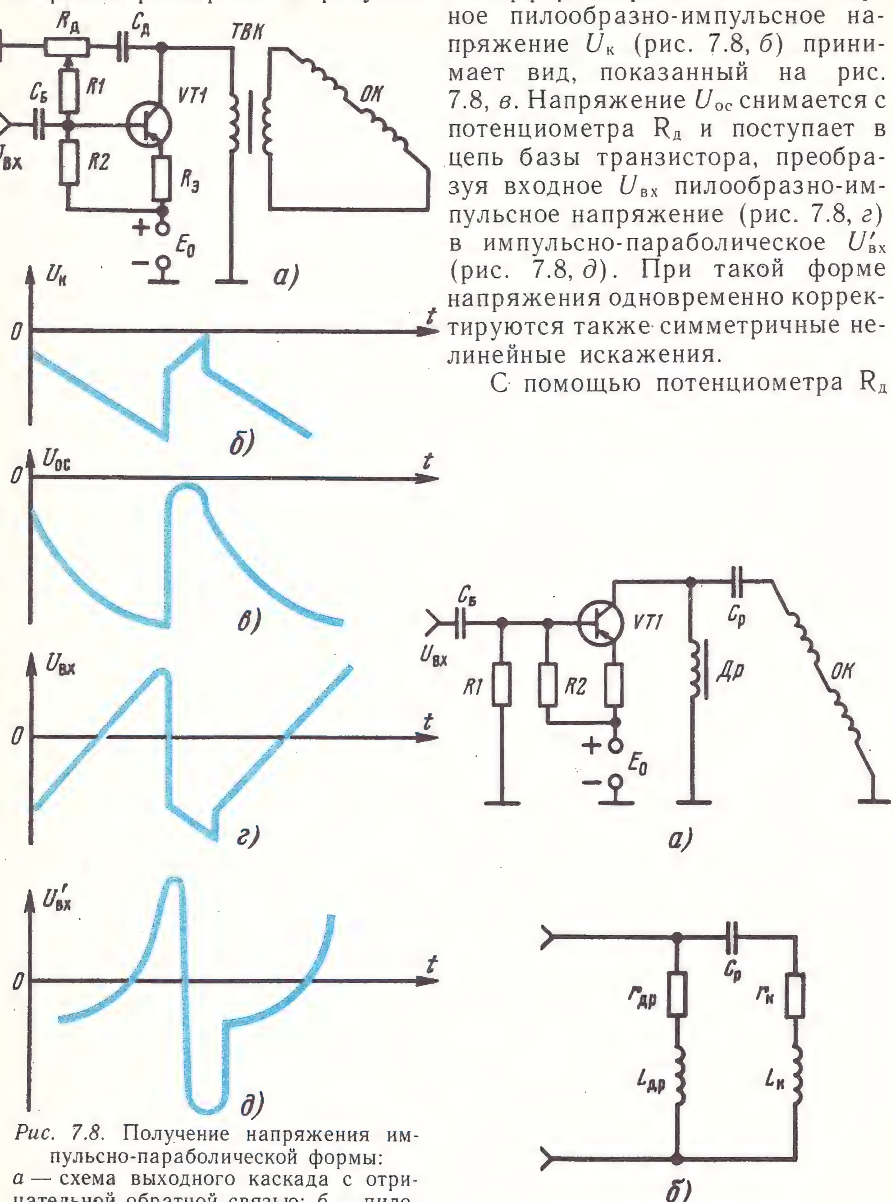


Рис. 7.8. Получение напряжения импульсно-параболической формы:
а — схема выходного каскада с отрицательной обратной связью; *б* — пилообразно-импульсное напряжение в коллекторной цепи; *в* — форма пилообразно-импульсного напряжения после дифференцирования; *г* — входное пилообразно-импульсное напряжение; *д* — импульсно-параболическое напряжение

Рис. 7.9. Выходной каскад кадровой развертки с дроссельным выходом:
а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема

можно изменять форму отклоняющего тока, т. е. регулировать линейность изображения по вертикали.

Применение отрицательной обратной связи помимо устранения влияния на форму отклоняющего тока индуктивности обмоток ТВК обеспечивает стабилизацию работы выходного каскада кадровой развертки, уменьшая зависимость размера и линейности изображения от колебаний питающего напряжения, старения элементов и изменения их параметров вследствие нагрева. Аналогичный способ линеаризации отклоняющего тока применяется и в выходных каскадах кадровой развертки с автотрансформаторным выходом.

Если же выходной каскад выполнен по схеме с дроссельным выходом (рис. 7.9, *а*), то требуемая линейность отклоняющего тока может быть достигнута без включения цепи обратной связи, а путем подбора индуктивного и активного сопротивлений дросселя так, чтобы постоянные времени целей дросселя и отклоняющих катушек были равны, т. е. чтобы $L_{др}/r_{др}=L_к/r_к$ (рис. 7.9, *б*).

Емкость разделительного конденсатора $C_р$ в этой схеме должна быть достаточно большой, чтобы гармонические составляющие пилообразного тока пропускались без заметных искажений.

Кроме рассмотренных схем для коррекции отклоняющего тока используются нелинейные свойства промежуточных усилителей, включаемых между задающим генератором и выходным каскадом. Промежуточные усилители обеспечивают не только коррекцию отклоняющего тока, но и необходимую мощность развертывающего устройства.

На рис. 7.10 показан выходной каскад кадровой развертки с автотрансформаторным выходом (транзистор VT2). Транзистор VT1 — промежуточный (предвыходной) усилитель. Включение его создает достаточный запас усиления по мощности, что позволяет применять для линеаризации отклоняющего тока глубокую межкаскадную отрицательную обратную связь. Линейность изображения по вертикали регулируется путем изменения глубины обрат-

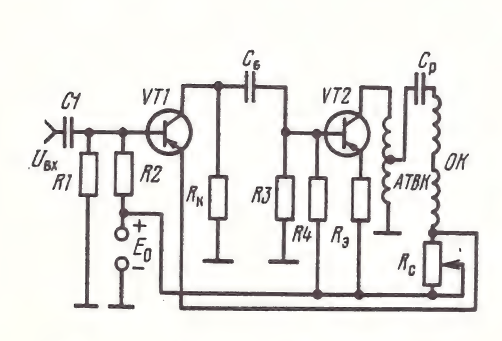


Рис. 7.10. Практическая схема промежуточного и выходного каскадов кадровой развертки

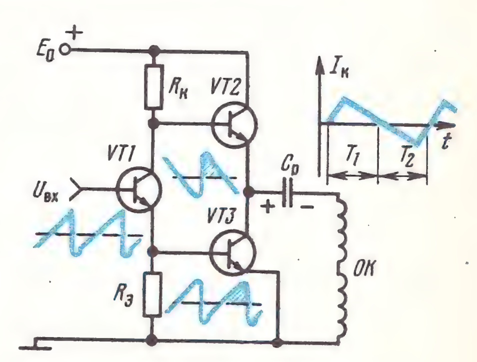


Рис. 7.11. Упрощенная схема выходного каскада кадровой развертки с бестрансформаторным выходом

ной связи с помощью переменного резистора R_c, включенного последовательно с отклоняющими катушками.

Для получения отклоняющих токов большой мощности, например в телевизорах цветного изображения, выходные каскады кадровой развертки выполняются по двухтактной схеме с непосредственным (бестрансформаторным) выходом.

На рис. 7.11 в упрощенном виде показана схема одного из таких каскадов. Пилообразно-импульсное напряжение $U_{вх}$ через парафазный предоконечный усилитель, собранный на транзисторе VT1, подается в противоположной полярности на базы выходных транзисторов VT2 и VT3.

Когда под действием входного напряжения открыт транзистор VT2, его током заряжается конденсатор C_p (полярность показана на рисунке). Когда транзистор VT2 перестает усиливать и под действием входного сигнала начинает работать транзистор VT3, источником напряжения питания для него служит заряженный конденсатор C_p. Протекающий в отклоняющих катушках пилообразный ток $I_к = I_1 + I_2$, где I_1 и I_2 — токи поочередно работающих транзисторов VT2 и VT3.

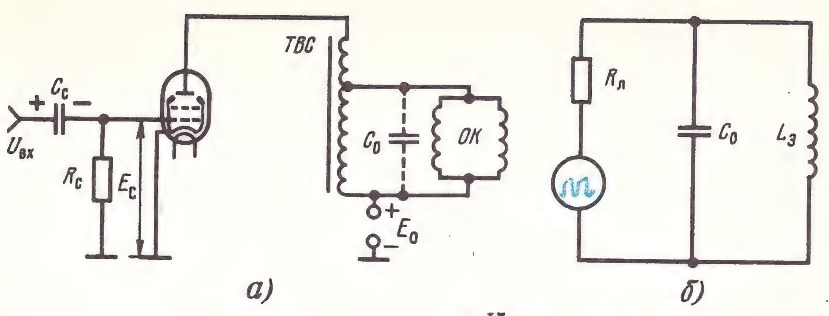
Выходные каскады кадровой развертки кроме выполнения своей основной функции обеспечивают также (например, в телевизорах цветного изображения) электрическую центровку растра по вертикали путем изменения постоянной составляющей отклоняющего тока. Возникающие на нагрузке выходного каскада во время обратного хода кадровой развертки положительные импульсы используются для получения напряжения питания ускоряющего электрода кинескопа и управления работой ряда узлов телевизора.

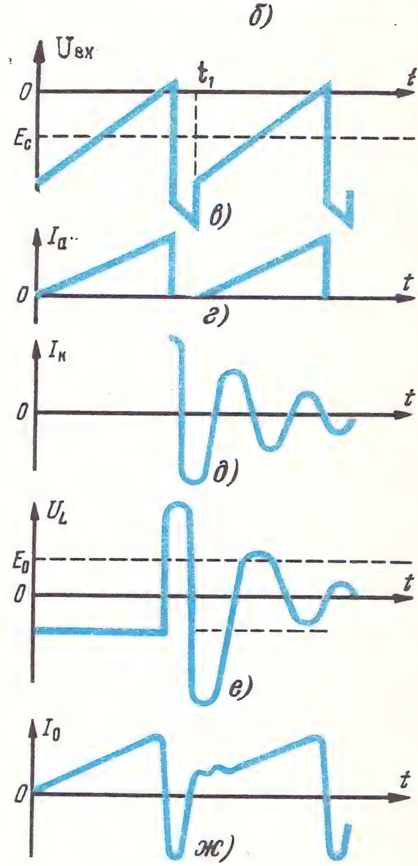
7.6. Выходные каскады строчной развертки

Выходные каскады строчной развертки, как и кадровой, выполняются на радиолампах или полупроводниковых приборах (транзисторах, тиристорах большой мощности).

В ламповых схемах обычно применяется автотрансформаторный, а в транзисторных и тиристорных — *непосредственный* (бестрансформаторный) выход.

На рис. 7.12, *а* показана в упрощенном виде схема лампового выходного *каскада с автотрансформаторным выходом*, а на рис. 7.12, *б* — его эквивалентная схема. На этих схемах C_0 — суммарная паразитная емкость, образованная межвитковыми емкостями отклоняющих катушек *ОК* и выходного автотрансформатора *ТВС*, межэлектродными емкостями лампы и емкостью монтажа. Емкость C_0 совместно с эквивалентной индуктивностью автотрансформатора и отклоняющих катушек $L_э$ образует параллельный колебательный контур с собственной частотой $f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_э C_0}$, составляющей обычно 150...200 кГц. На управляющую сетку лампы от задающего генератора поступает пилообразно-импульсное напряжение $U_{вх}$ (рис. 7.12, *в*).





Отрицательное смещение на сетке лампы E_c создается от сеточного тока. Элементами смещения являются: разделительный конденсатор C_c и резистор утечки R_c.

Во время прямого хода развертки через лампу и ее анодную нагрузку протекает линейно-нарастающий, т. е. изменяющийся с постоянной скоростью ток I_a (рис. 7.12, *г*), а на индуктивности $L_э$ образуется постоянное падение напряжения U_L отрицательной полярности (рис. 7.12, *е*). При этом контур $L_эC_0$ зашунтирован малым внутренним сопротивлением открытой лампы $R_л$ (рис. 7.12, *б*), и в нем колебательного процесса не происходит.

Во время обратного хода развертки лампа закрывается отрицательным импульсом входного напряжения, ее внутреннее сопротивление резко увеличивается, и из-за накопленной в электромагнитном поле индуктивности $L_э$ энергии в контуре $L_эC_0$ возникают свободные гармонические колебания. Вначале ток $I_к$, протекающий через отклоняющие катушки и ТВС (индуктивность $L_э$), уменьшается (рис. 7.12, *д*), а напряжение на анодной нагрузке лампы U_L из-за заряда конденсатора C_0 возрастает (рис. 7.12, *е*). Когда ток $I_к$ становится равным нулю, вся энергия оказывается сосре-

Рис. 7.12. Выходной каскад строчной развертки:
а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема; *в* — форма напряжения на входе каскада; *г* — форма анодного тока лампы; *д* — свободные колебания в контуре $L_эC_0$ во время обратного хода луча; *е* — напряжение на аноде лампы во время обратного хода луча; *ж* — искажения отклоняющего тока в начале развертки строки

доточенной в электростатическом поле конденсатора. Затем конденсатор разряжается и ток $I_к$, изменив полярность, увеличивается, а напряжение U_L уменьшается. Когда энергия электростатического поля перейдет в энергию электромагнитного поля, снова начинается заряд конденсатора C_0 (в противоположной полярности) и процесс повторяется.

Таким образом, ток I_0 (рис. 7.12, *ж*), протекающий через отклоняющие катушки во время прямого хода развертки, определяется анодным током лампы $I_а$, а во время обратного хода — током свободных колебаний $I_к$.

После отпирания лампы очередным импульсом входного напряжения (момент времени t_1 на рис. 7.12, *в*) колебательный процесс исчезает не сразу, а медленно затухает, создавая недопустимые искажения формы отклоняющего тока в начале развертки каждой строки (рис. 7.12, *ж*). Это вызывает нелинейные искажения и разнояркие вертикальные полосы в левой части растра по всей его высоте.

Кроме того, энергия свободных колебаний, излучаясь в пространство, становится причиной интенсивных радиопомех в широком диапазоне частот, а мощные высоковольтные импульсы, возникающие в анодной цепи выходного каскада, способны пробить изоляцию ТВС и других элементов.

Для уменьшения амплитуды высоковольтных импульсов и интенсивности излучаемых радиопомех применяется параллельное соединение пары строчных отклоняющих катушек, а линеаризация отклоняющего тока достигается введением в состав выходного каскада активного демпфера, который к моменту окончания обратного хода строчной развертки эффективно подавляет свободные колебания.

При этом запасенная в колебательном контуре энергия не рассеивается, а обращается на формирование первой половины прямого хода отклоняющего тока. Таким образом, в результате применения активного демпфера удается не только улучшить форму отклоняющего тока, но и значительно снизить потребление энергии от источника питания, т. е. повысить экономичность выходного каскада.

7.7. Экономичная схема выходного каскада строчной развертки

На рис. 7.13, *а* показана схема выходного каскада строчной развертки с демпфирующим диодом VD. Номиналы элементов сеточной цепи $C_с R_с$ подобраны так, что лампа работает в режиме класса В, т. е. открыта только во время второй половины прямого хода входного напряжения $U_{вх}$ (рис. 7.13, *б*) и формирует вторую половину прямого хода отклоняющего тока. Во время обратного хода и первой половины прямого хода развертки лампа закрыта.

Конденсатор $C_д$, включенный между анодом диода и выводом *2* обмотки ТВС в процессе работы каскада (как будет показано ниже), заряжается до напряжения $E_д$, называемого *напряжением*

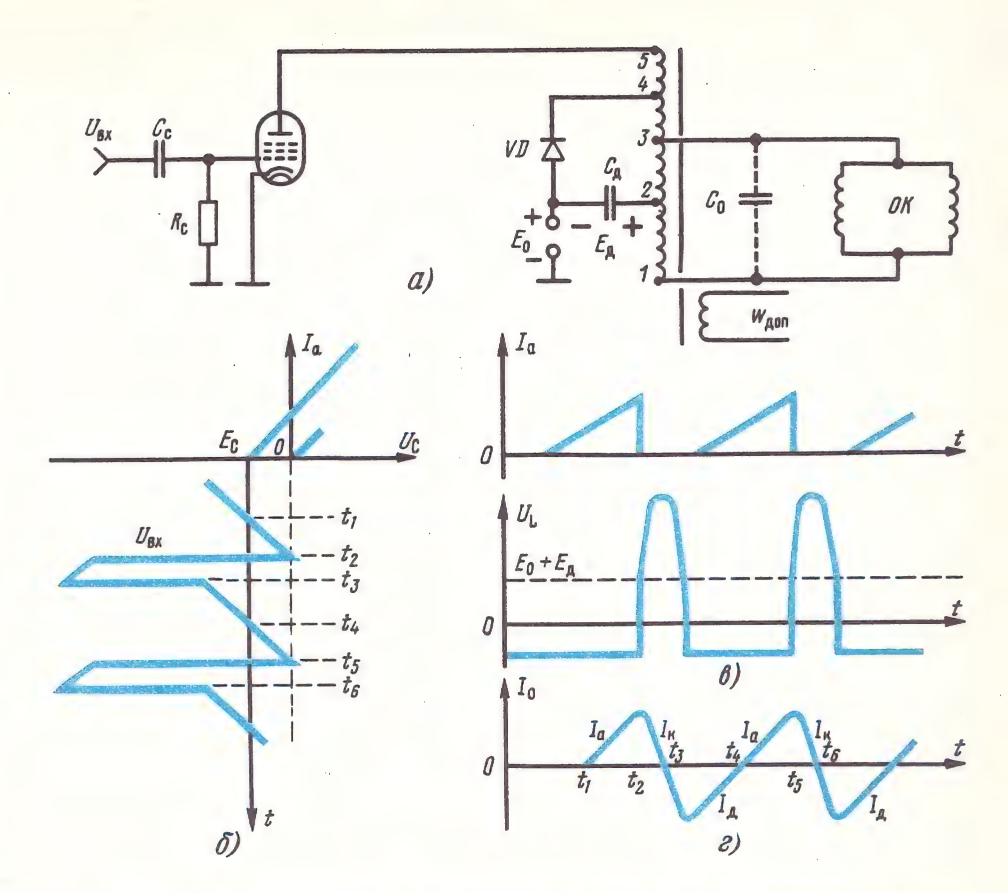


Рис. 7.13. Экономичная схема выходного каскада строчной развертки:
а — принципиальная схема; *б* — формирование тока лампы; *в* — график напряжения на индуктивности U_L; *г* — форма отклоняющего тока

«вольтодобавки». Это напряжение обычно в 2—3 раза превышает напряжение источника питания E_0 и складывается с ним относительно анода лампы. Поэтому питание анодной цепи лампы осуществляется суммарным напряжением $E_0+E_д$, что способствует повышению линейности анодного тока.

Во время формирования второй половины прямого хода отклоняющего тока (когда открыта выходная лампа) диод VD закрыт напряжением $E_д$, которое приложено плюсом к его катоду, а минусом — к аноду. Во время первого полупериода свободных колебаний, возникающих в анодном контуре ($L_э$ C_0 на рис. 7.12, *б*) после запирания выходной лампы, через отклоняющие катушки протекает ток $I_к$ косинусоидальной формы (рис. 7.12, *д*), а запертое состояние диода сохраняется, так как к нему приложено не только напряжение $E_д=600\div1000$ В, но и напряжение U_L (рис. 7.13, *в*) такой же полярности с амплитудой несколько киловольт.

В начале второго полупериода свободных колебаний, когда напряжение U_L, изменив знак, становится равным напряжению $E_д$, диод VD открывается и своим внутренним сопротивлением шунтирует анодный контур. Свободные колебания срываются, а благодаря энергии, накопленной в магнитном поле индуктивности контура, через диод VD и конденсатор $C_д$ протекает убывающий до нуля почти с постоянной скоростью ток $I_д$, который образует первую половину прямого хода отклоняющего тока I_0 (рис. 7.13, *г*), т. е. обеспечивает отклонение луча от левого края до середины экрана. Именно в это время током диода VD заряжается (или подзаряжается) до напряжения $E_д$ конденсатор $C_д$.

Постоянная времени цепи заряда конденсатора подобрана таким образом, что прекращение тока диода совпадает с моментом отпирания выходной лампы поступающим на ее сетку напряжением $U_{вх}$ (момент t_4 на рис. 7.13). Пока лампа открыта, формируется вторая половина прямого хода отклоняющего тока, обеспечивающая отклонение луча от середины до правого края экрана.

После запирания лампы (момент t_5 на рис. 7.13) от первого полупериода тока свободных колебаний $I_к$ происходит обратный ход развертки.

Далее рассмотренные процессы повторяются.

Нелинейная (косинусоидальная) форма отклоняющего тока на участке обратного хода не влияет на качество изображения, так как в это время электронный луч гасится. Импульсное напряжение, возникающее во время обратного хода строчной развертки, используется для управления работой или питания ряда других узлов телевизионного приемника. Оно снимается с дополнительных (вторичных) обмоток ТВС. Одна из таких обмоток $W_{доп}$ показана на рис. 7.13, *а*.

7.8. Высоковольтный выпрямитель

Для питания второго анода кинескопа требуется высокое напряжение от 14 до 25 кВ (в зависимости от размера экрана). Однако мощность, потребляемая анодной цепью кинескопа, невелика (1...2 Вт), так как ток электронного луча составляет десятые доли миллиампера.

Это позволяет использовать для получения напряжения питания второго анода кинескопа высоковольтные импульсы, возникающие в выходном каскаде строчной развертки во время обратного хода. Амплитуда импульсов 5...8 кВ сначала повышается до необходимого значения с помощью дополнительной (высоковольтной) обмотки ТВС, а затем выпрямляется высоковольтным кенотроном $Л_в$ (рис. 7.14, *а*) или селеновым выпрямителем $VD_в$ (рис. 7.14, *б*) по однополупериодной схеме. В первом случае питание накала лампы осуществляется от ТВС, путем размещения на его магнитопроводе одного витка изолированного провода.

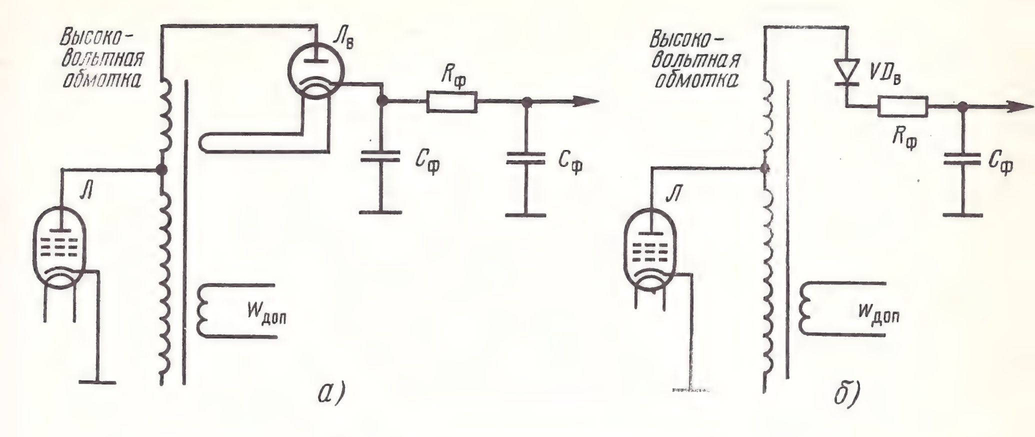


Рис. 7.14. Высоковольтный выпрямитель:
а — выпрямление с помощью высоковольтного кенотрона; *б* — селеновый высоковольтный выпрямитель

Для фильтрации выпрямленного напряжения применяются П-или Г-образные резисторно-емкостные сглаживающие фильтры $R_ф C_ф$. Поскольку высоковольтные импульсы следуют с частотой строчной развертки (15 625 Гц), то емкость конденсаторов фильтра берется всего несколько сотен пикофарад. В качестве конденсатора Г-образного фильтра и второго конденсатора П-образного фильтра обычно используется емкость между аквадагом и внешним графитовым покрытием колбы кинескопа.

Наряду с выполнением своих основных функций фильтр также ослабляет радиопомехи, излучаемые выходным каскадом строчной развертки.

В высоковольтных выпрямителях для повышения амплитуды импульсного напряжения широко применяется настройка высоковольтной обмотки на третью гармонику частоты свободных колебаний. На рис. 7.15, *а* показана схема участка анодной цепи выходного каскада строчной развертки, где обозначено: $L_э$ — эквивалентная индуктивность основной обмотки ТВС и отклоняющих катушек, C_0 — шунтирующая ее паразитная емкость, $L_в$ и $C_в$ — индуктивность и межвитковая емкость высоковольтной обмотки, $C_л$ — межэлектродная емкость высоковольтного кенотрона.

Номиналы элементов подбираются таким образом, чтобы собственная частота контура $L_в C_в$, образованного высоковольтной обмоткой, была в 3 раза выше собственной частоты контура $L_э C_0$. Иногда для этой цели включается дополнительная подстроечная катушка индуктивности с сердечником $L_р$. Во время обратного хода строчной развертки в контуре $L_э C_0$ возникают свободные колебания с частотой f_0, а в контуре $L_в C_в$ — с частотой $3f_0$. Фазовые соотношения между этими колебаниями относительно анодов

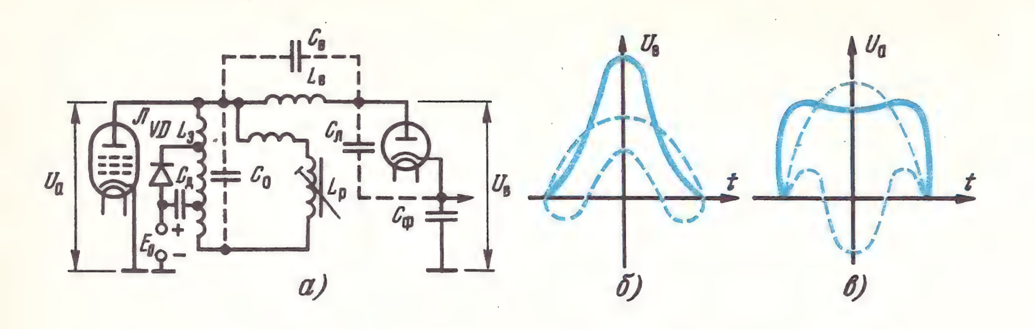


Рис. 7.15. Увеличение высоковольтного напряжения:
а — схема высоковольтного выпрямления; *б* — напряжение на аноде высоковольтного кенотрона; *в* — напряжение на аноде выходной лампы

кенотрона и выходной лампы показаны соответственно на рис. 7.15, *б* и *в* штриховыми линиями, а результирующие напряжения, действующие на аноде кенотрона и аноде выходной лампы,— сплошными.

Из рисунков видно, что путем настройки высоковольтной обмотки на третью гармонику удается повысить (примерно на 20%) напряжение питания второго анода кинескопа и в то же время понизить импульсное напряжение на аноде выходной лампы во время обратного хода строчной развертки, что уменьшает опасность пробоя изоляции ТВС и других деталей.

Кроме однополупериодных (см. рис. 7.14) высоковольтных выпрямителей применяют также умножители напряжения. На рис. 7.16 показана схема умножителя напряжения с использованием пяти селеновых выпрямительных диодов VD1—VD5 и пяти конденсаторов С1—С5.

На вход умножителя от ТВС поступает напряжение $U_{вх}$, которое складывается из напряжения U_L, образующегося на эквивалентной индуктивности ТВС и отклоняющих катушек, напряжения *«вольтодобавки»* $E_д$ и напряжения источника питания E_0. Во время обратного хода строчной развертки напряжение $U_{вх}$ имеет положительную полярность и амплитуду несколько киловольт (U_0 на временно́й диаграмме), а во время прямого хода сравнительно небольшое (сотни вольт) отрицательное значение $U_п$.

В интервале времени t_1—t_2 конденсатор С1 заряжается через диод Д1 до напряжения $U_1 \approx U_0$. Остальные конденсаторы зарядятся до значения $U_0 + U_п$, т. е. $U_2 = U_3 = U_4 = U_5 \approx U_0 + U_п$.

Таким образом, напряжение на выходе будет $U_в = U_1 + U_3 + U_5 = 3U_0 + 2U_п$.

Поскольку в промежутках между высоковольтными импульсами конденсаторы несколько разряжаются, то фактически напряжение на выходе умножителя не превышает утроенного значения положительного входного напряжения $U_в \approx 3U_0$. Это напряжение сглаживается фильтром $R_ф$ $C_ф$ и поступает на второй анод кинескопа.

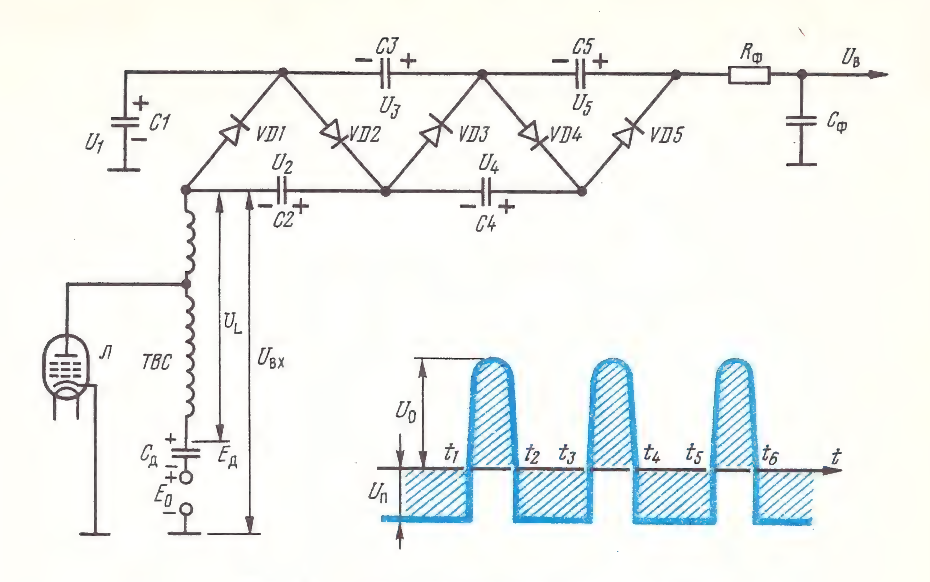


Рис. 7.16. Схема умножителя напряжения

7.9. Регулировка размера изображения по горизонтали

Под влиянием целого ряда дестабилизирующих факторов (колебаний питающих напряжений, «старения» ламп, изменения параметров элементов и т. п.) режим работы выходного каскада строчной развертки с течением времени изменяется. При этом изменяется амплитуда отклоняющего тока, т. е. размер изображения по горизонтали, а также высокое напряжение на втором аноде кинескопа, определяющее яркость изображения и его фокусировку.

Для стабилизации режима работы выходного каскада применяются специальные схемы. Наиболее широкое распространение получила схема стабилизации с использованием *варистора* — полупроводникового резистора, обладающего нелинейными свойствами: ток, протекающий через него, растет быстрее, чем приложенное напряжение. Благодаря этому свойству с увеличением напряжения сопротивление варистора резко уменьшается, а при малых значениях напряжения — увеличивается.

На рис. 7.17 показана схема стабилизации режима работы выходного каскада строчной развертки. Варистор *СН* подключен к *ТВС* через конденсатор $C_в$.

Под действием положительных импульсов, возникающих во время обратного хода строчной развертки, сопротивление варистора резко уменьшается, и через него быстро заряжается конденсатор $C_в$ до напряжения $E_с$. Это напряжение приложено минусом к сетке выходной лампы и, следовательно, определяет смещение на ней.

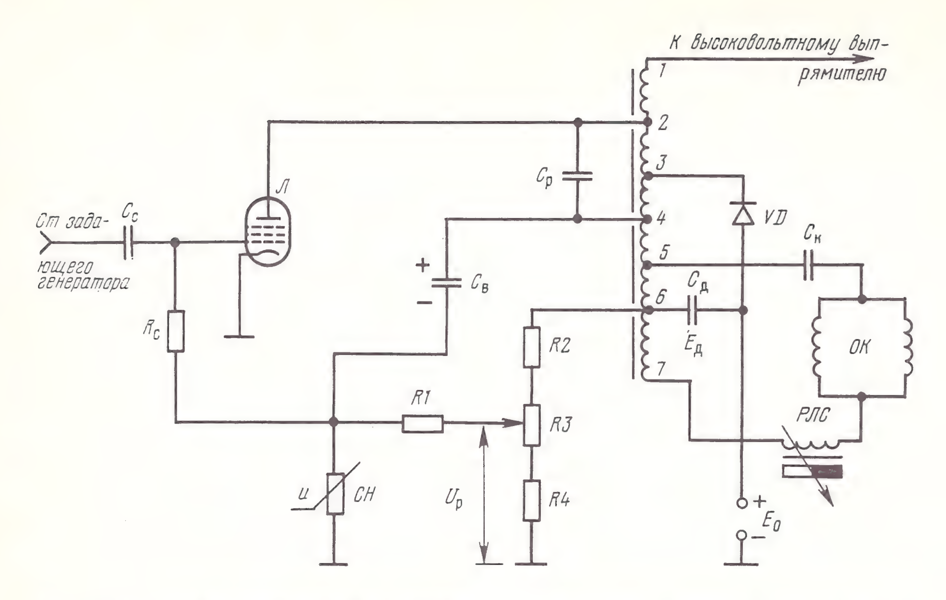


Рис. 7.17. Схема стабилизации режима работы выходного каскада строчной развертки

В промежутках между импульсами сопротивление варистора велико, и конденсатор $C_в$ разряжается незначительно, а каждый последующий импульс его вновь подзаряжает. Если амплитуда импульсов не меняется, то и смещение на сетке выходной лампы практически постоянно.

Если же, например, амплитуда импульсов уменьшится, то напряжение заряда конденсатора $C_в$ и смещение на сетке выходной лампы уменьшатся. В результате анодный ток лампы увеличится, и исходная амплитуда импульсов восстановится.

При увеличении амплитуды импульсов, наоборот, напряжение заряда конденсатора $C_в$ увеличивается, что приводит к уменьшению анодного тока выходной лампы.

Таким образом обеспечивается автоматическая стабилизация анодного тока лампы, а следовательно, амплитуд отклоняющего тока и высокого напряжения.

Уровень стабилизации определяется начальным смещением на сетке лампы, которое подбирается путем подачи некоторого положительного компенсирующего напряжения $U_р$ ($U_р < E_с$) от делителя R2, R3, R4.

Делитель питается напряжением «вольтодобавки». При изменении сопротивления потенциометра R3 можно в небольших пределах изменять размер изображения по горизонтали.

Для изменения размера в более широких пределах параллельно части витков основной обмотки ТВС подключается дополнительный конденсатор ($C_р$ на рис. 7.17). При этом изменяется частота свободных колебаний анодного контура, а следовательно, длитель-

ность обратного хода и высокое напряжение на втором аноде кинескопа.

При уменьшении высокого напряжения уменьшается скорость движения электронов, летящих к экрану, и они более длительное время находятся в поле отклоняющих катушек, что приводит к увеличению размера изображения, и, наоборот, при более высоком анодном напряжении размер экрана уменьшается.

7.10. Регулировка линейности строк

В выходном каскаде строчной развертки, построенном по экономичной схеме (см. § 7.7), первая половина прямого хода отклоняющего тока определяется током демпфера, форма которого нестрого линейная, а близка к экспоненте, т. е. вначале изменяется с большей скоростью, чем в конце. Вследствие этого изображение в левой части растра становится вытянутым (см. рис. 7.4, участок *2*).

Коррекция таких несимметричных нелинейных искажений достигается включением в цепь строчных отклоняющих катушек регулятора линейности строк РЛС (см. рис. 7.17). Он представляет собой катушку индуктивности с ферритовым сердечником, рядом с которой расположен постоянный магнит. Протекающий по катушке РЛС отклоняющий ток создает электромагнитное поле, которое в первой половине прямого хода строчной развертки вычитается из поля постоянного магнита, ослабляя его влияние на магнитную проницаемость ферритового сердечника, а во второй половине прямого хода магнитные поля катушки и постоянного магнита складываются, вызывая насыщение сердечника.

В результате индуктивное сопротивление катушки РЛС в первой половине прямого хода становится больше, чем во второй. Поскольку скорость изменения пилообразного тока зависит от сопротивления электрической цепи, то с помощью РЛС удается скорректировать несимметричные нелинейные искажения по горизонтали. Линейность регулируется изменением положения постоянного магнита.

Коррекция симметричных нелинейных искажений достигается включением последовательно с отклоняющими катушками конденсатора ($C_к$ на рис. 7.17) такой емкости, которая совместно с индуктивностью отклоняющих катушек образует колебательный контур, настроенный на частоту строчной развертки 15 625 Гц. При этом первая гармоника отклоняющего тока усиливается и участок прямого хода приобретает S-образную форму.

Емкость конденсатора $C_к$ лежит в пределах от десятых долей до единиц микрофарад.

7.11. Строчная развертка на транзисторах

Схема строчной развертки на транзисторах отличается от ламповой тем, что кроме задающего и выходного каскадов содержит один-два промежуточных (буферных) каскада.

Включение буферных каскадов вызывается двумя причинами.

1. Мощность задающего генератора, выполненного на транзисторе, очень мала и недостаточна для управления работой мощного транзистора выходного каскада, а поэтому должна быть усилена.

2. Выходной транзистор обладает малым входным сопротивлением, которое при отсутствии буферных каскадов не будет согласовано с выходным сопротивлением задающего генератора и приведет к нарушению его стабильной работы.

Кроме выполнения функций усиления и согласования буферные каскады также придают необходимую форму управляющим импульсам, которые подаются на выходной транзистор строчной развертки.

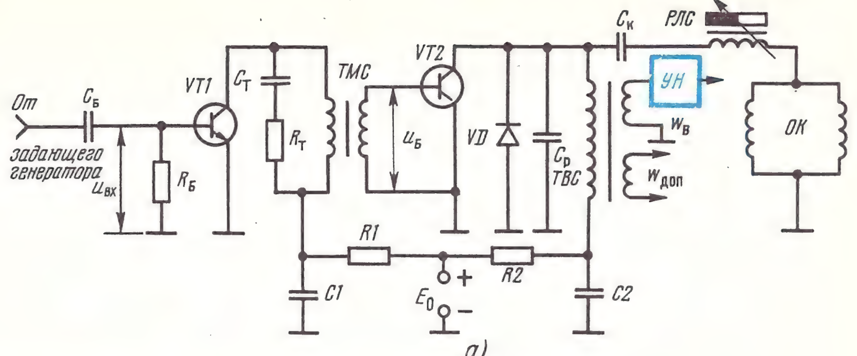
Буферные каскады обычно собираются по схеме с общим эмиттером, причем межкаскадные связи осуществляются с помощью трансформаторов. Транзисторный выходной каскад строчной развертки по сравнению с ламповым также имеет ряд особенностей. В ламповом каскаде для согласования низкоомных отклоняющих катушек с большим внутренним сопротивлением выходной лампы применяется понижающий автотрансформатор ТВС. В транзисторном, в связи с малым выходным сопротивлением транзистора в режиме насыщения, такое согласование не нужно, и отклоняющие катушки включаются непосредственно в коллекторную цепь транзистора. Однако в практических схемах выходных каскадов применяют выходные трансформаторы (ТВС), которые используют для получения вспомогательных импульсных напряжений строчной частоты. Отклоняющие катушки подсоединяют к выходному транзистору через разделительный конденсатор большой емкости, иначе постоянная составляющая коллекторного тока, протекая по отклоняющим катушкам, может вызвать нежелательные смещения растра по горизонтали.

В связи с низким сопротивлением коллекторного перехода строчные отклоняющие катушки, применяемые в транзисторном каскаде, по сравнению с ламповым имеют значительно меньшие сопротивление и индуктивность. Поэтому для получения такой же длительности обратного хода параллельно коллекторной цепи выходного транзистора подключается специальный конденсатор, емкость которого значительно превышает паразитную емкость каскада.

Управление работой выходного транзистора осуществляется импульсами прямоугольной формы (а не пилообразно-импульсным напряжением), так как в общем сопротивлении отклоняющих катушек преобладает индуктивная составляющая.

Ток свободных колебаний в транзисторном выходном каскаде строчной развертки в несколько раз больше, чем в ламповом, но так как сопротивление коллекторной цепи мало, то и напряжения в этой цепи получаются меньше. Так, амплитуда импульсов обратного хода на коллекторе выходного транзистора не превышает 1000 В. Поэтому в транзисторных развертках для получения высоковольтного напряжения применяют умножители, а также повышающие обмотки ТВС с большим числом витков (несколько тысяч).

На рис. 7.18, *а* в упрощенном виде показана схема выходного каскада строчной развертки, собранного на транзисторе VT2, с



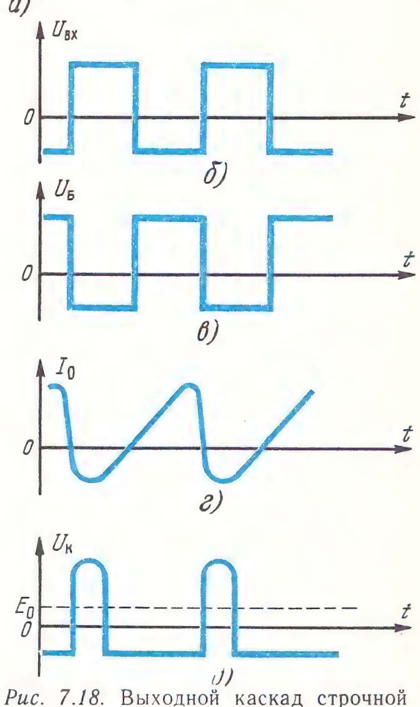


Рис. 7.18. Выходной каскад строчной развертки на транзисторах:
а — принципиальная схема; *б* — форма импульсов на входе; *в* — форма импульсов на базе выходного транзистора; *г* — форма отклоняющего тока во второй половине прямого хода луча; *д* — импульсы напряжения на коллекторной нагрузке во время обратного хода луча

предвыходным (буферным) каскадом (транзистор VT1).

Связь между каскадами осуществляется с помощью межкаскадного строчного трансформатора ТМС, зашунтированного цепочкой $R_тC_т$. Выходной транзистор нагружен выходным строчным трансформатором ТВС и отклоняющими катушками ОК, подключенными через конденсатор коррекции симметричных нелинейных искажений $C_к$ (емкостью единицы микрофарад) и регулятор линейности строк РЛС. Коллекторная цепь выходного транзистора зашунтирована конденсатором $C_р$ емкостью 1000...5000 пФ. Диод VD — демпфер. Вторичная обмотка ТВС $W_в$ и умножитель напряжения УН образуют высоковольтный выпрямитель; $W_д$ — одна из дополнительных обмоток, предназначенных для подачи импульсного напряжения на другие узлы телевизора. Питание предвыходного и выходного каскадов осуществляется от источника E_0 через развязывающие фильтры R1C1, R2C2 и коллекторные обмотки соответствующих трансформаторов.

На базу предвыходного транзистора VT1 от задающего генератора строчной развертки подается последовательность положительных (отпирающих) прямоугольных импульсов (рис. 7.18, *б*) длительностью 25...30 мкс. В промежутках между импульсами тран-

зистор закрывается отрицательной составляющей входного напряжения $U_{вх}$.

Пока транзистор VT1 открыт, в обмотках ТМС накапливается электромагнитная энергия, благодаря которой после запирания транзистора создаются положительные (отпирающие) импульсы $U_б$ на базе выходного транзистора VT2 (рис. 7.18, *в*). Длительность этих импульсов, т. е. период свободных колебаний в ТМС, определяется емкостью конденсатора $C_т$, а резистор $R_т$ служит для гашения колебательного процесса по истечении его первого полупериода. Под воздействием положительных импульсов напряжения $U_б$ протекает коллекторный ток транзистора VT2, формирующий вторую половину прямого хода отклоняющего тока (рис. 7.18, *г*). В это время демпфер VD закрыт напряжением источника питания E_0.

К концу второй половины прямого хода транзистор VT2 запирается отрицательной полуволной напряжения $U_б$, и в контуре, образованном эквивалентной индуктивностью коллекторной цепи (ТВС, ОК) и конденсатором $C_р$, возникают свободные колебания. В течение их первого полупериода формируется обратный ход отклоняющего тока, а на коллекторной нагрузке появляются положительные импульсы напряжения $U_к$ (рис. 7.18, *д*) с амплитудой несколько сотен вольт. Эти импульсы продолжают удерживать демпфер в закрытом состоянии. В начале второго полупериода свободных колебаний, когда напряжение $U_к$, изменив знак, достигает значения E_0, демпфер VD открывается и колебания срываются. Благодаря электромагнитной энергии, накопленной в эквивалентной индуктивности выходного каскада, через диод протекает линейно спадающий до нуля ток, который определяет первую половину прямого хода отклоняющего тока. Момент прекращения тока диода совпадает с поступлением на базу транзистора VT2 положительного импульса. Транзистор VT2 открывается, и процесс формирования отклоняющего тока повторяется.

Следует отметить, что во время работы демпфера VD через транзистор VT2 протекает ток неосновных носителей (обратный ток коллектора). Однако он сравнительно мал, поэтому первая половина прямого хода отклоняющего тока в основном определяется током демпфера. Размер изображения по горизонтали в рассмотренной схеме изменяют путем подбора (переключения) емкости $C_р$.

В практических схемах для стабилизации режима работы выходного каскада и сохранения размера изображения обычно вводится регулируемая обратная связь между выходным и предвыходным каскадами, а также применяется настройка высоковольтной обмотки на третью гармонику свободных колебаний, что позволяет снизить амплитуду импульсного напряжения на коллекторе выходного транзистора и увеличить высоковольтные импульсы.

7.12. Выходной каскад строчной развертки на тиристорах

Тиристор (рис. 7.19, *а*) представляет собой кремниевый полупроводниковый прибор с четырехслойной структурой $p-n-p-n$.

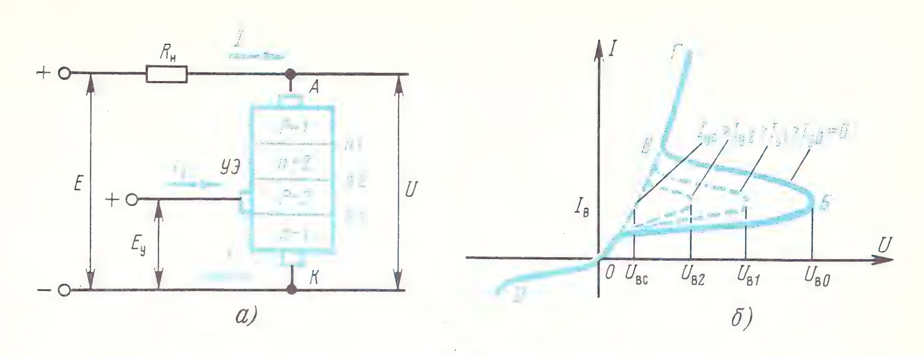


Рис. 7.19. Тиристор:
а — устройство тиристора; *б* — вольт-амперная характеристика тиристора

Крайние слои *p*-1 и *n*-1 являются соответственно анодом *А* и катодом *К* тиристора, а внутренний слой *p*-2 — управляющим электродом *УЭ*.

Вольт-амперная характеристика тиристора (рис. 7.19, *б*) имеет два устойчивых состояния равновесия: закрытое (выключенное) — участок *ОБ* (подобный ветви обратного тока *ОД*) и открытое (включенное) — участок *ВГ*. При отсутствии тока в цепи управляющего электрода ($I_у = I_{у0} = 0$), т. е. когда напряжение на управляющем электроде $E_у = 0$, первое (закрытое или выключенное) состояние тиристора сохраняется до тех пор, пока приложенное к аноду положительное относительно катода напряжение (прямое напряжение) U не превысит некоторого значения $U_{в0}$ (напряжения включения или переключения).

Когда прямое напряжение становится больше $U_{в0}$, тиристор скачком переходит во второе устойчивое состояние, т. е. открывается (включается).

Если к управляющему электроду подключить положительное относительно катода напряжение $E_у$, то включение тиристора происходит при меньшем прямом напряжении, причем чем больше напряжение $E_у$, т. е. чем больше ток $I_у$ в цепи управляющего электрода ($I_{у1}$, $I_{у2}$), тем при меньшем прямом напряжении ($U_{в1}$, $U_{в2}$) тиристор включается. При некотором токе $I_у = I_{у.с}$, называемом *управляющим током спрямления*, вольт-амперная характеристика тиристора превращается в характеристику обычного полупроводникового диода. После включения тиристора изменение напряжения на управляющем электроде не влияет на величину тока тиристора. Перевод тиристора из включенного состояния в выключенное может быть достигнут только снятием напряжения между анодом и катодом (или изменением его полярности).

По сравнению с транзисторами тиристоры менее чувствительны к перегрузкам, способны управлять бóльшими мощностями, а следовательно, позволяют повысить эффективность и надежность работы электронных устройств. Однако сложность процессов переклю-

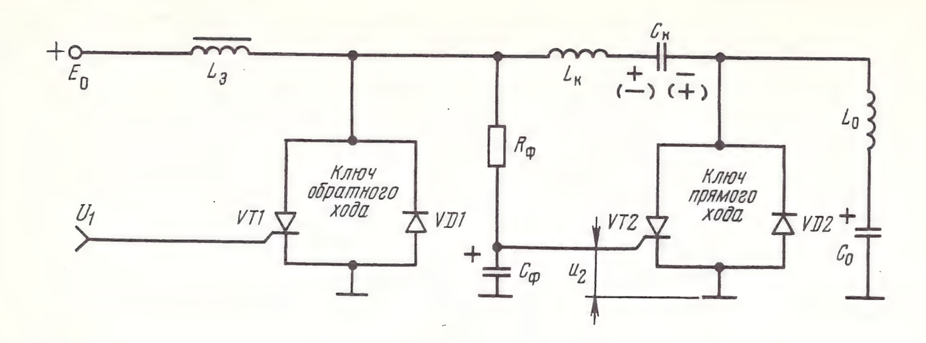


Рис. 7.20. Упрощенная схема двухтиристорного выходного каскада строчной развертки

чения тиристоров снижает быстродействие цепей. Компенсация этого недостатка достигается применением специальных мер, например включением двух тиристоров.

Упрощенная схема *двухтиристорного выходного каскада* строчной развертки показана на рис. 7.20. Каскад питается от источника E_0 через разделительный дроссель $L_э$. Диоды VD1 и VD2 защищают тиристоры VT1 и VT2 соответственно от пробоя чрезмерными отрицательными импульсами, возникающими в процессе работы каскада. Одновременно эти диоды используются для формирования отдельных участков пилообразного отклоняющего тока. Тиристор VT2 и диод VD2 образуют ключ прямого хода, а тиристор VT1 и диод VD1 — ключ обратного хода (или коммутирующий ключ).

На управляющий электрод тиристора VT1 поступают положительные запускающие импульсы U_1 от задающего генератора строчной развертки, а запуск тиристора VT2 осуществляется положительными импульсами U_2, формируемыми цепочкой $R_ф C_ф$ (в процессе работы конденсатор $C_ф$ заряжается от источника питания E_0 через дроссель $L_э$ и резистор $R_ф$ при закрытом ключе обратного хода и разряжается через этот ключ при его открытом состоянии).

Катушка L_0 (имеющая индуктивность, равную сумме индуктивностей отклоняющих катушек, выходного трансформатора строчной развертки, других включенных в их цепь катушек) и конденсатор C_0 (с емкостью, равной сумме емкостей конденсаторов, включенных последовательно с отклоняющей системой) образуют последовательный колебательный контур, собственная частота которого ($f_0=1/2\pi\sqrt{L_0C_0}$) близка к частоте строчной развертки ($f_с=15\,625$ Гц).

Катушка $L_к$ и конденсатор $C_к$ образуют дополнительный (коммутирующий) последовательный колебательный контур с собственной частотой $f_к=1/2\pi\sqrt{L_кC_к}$. Оба эти контура составляют третий последовательный колебательный контур $L_0C_0L_кC_к$ с

собственной частотой

$$f_3 = 1 \Big/ \left(2\pi \sqrt{(L_0 + L_к) \quad \frac{C_0 C_к}{C_0 + C_к}} \right).$$

Между номиналами элементов схемы должны быть соблюдены следующие соотношения: $L_э \gg L_0 \gg L_к$; $C_ф \ll C_0 \gg C_к$. При этом получается $f_3 \approx 1/2\pi \sqrt{L_0 C_к}$ (так как $L_0 + L_к \approx L_0$; $C_0 + C_к \approx C_0$). Очевидно, что соотношения между собственными частотами контуров будут $f_к > f_3 > f_0$.

Свободные колебания в контуре L_0C_0 (с частотой f_0) происходят в те интервалы времени, когда открыт ключ прямого хода (VT2, VD2). Если при этом также открыт ключ обратного хода (VT1, VD1), то одновременно происходят свободные колебания с частотой $f_к$ и в контуре $L_кC_к$.

Если же ключ прямого хода закрыт, а обратного хода открыт, то свободные колебания с частотой f_3 происходят только в контуре $L_0C_0L_кC_к$ (т. е практически в контуре $L_0C_к$).

На рис. 7.21 показаны эпюры запускающих импульсных напряжений U_1 и U_2, отклоняющего тока I_0, а также отмечены штриховкой интервалы времени, в течение которых ключи прямого и обратного ходов открыты. Из рисунка видно, что в период времени t_1—t_2 открыт только тиристор VT2. Такое состояние тиристора определяется наличием на его управляющем электроде положительного импульса напряжения U_2 и накопившейся к моменту времени t_1 электростатической энергией в конденсаторе C_0, которая создает на аноде тиристора положительное относительно катода напряжение.

Через открытый тиристор VT2 и катушку L_0 разряжается конденсатор C_0 по закону свободных колебаний контура L_0C_0 с частотой f_0. При этом ток контура I_0 нарастает, а в катушке L_0 накапливается магнитная энергия.

В момент времени t_2 на управляющий электрод тиристора VT1 от задающего генератора строчной развертки поступает положительный запускающий импульс U_1, и тиристор VT1, на аноде которого имеется положительное относительно катода напряжение E_0, открывается. В период времени t_2—t_3 продолжается процесс раз-

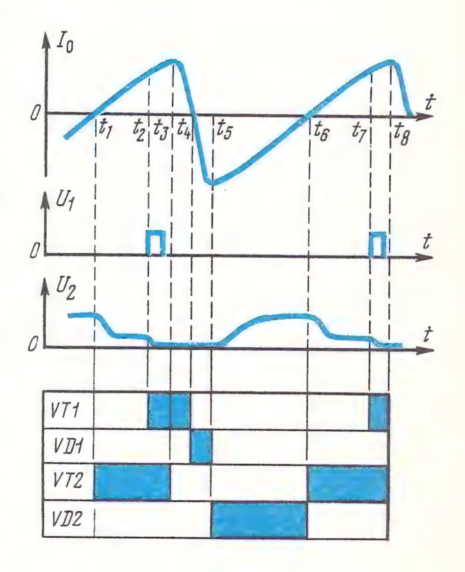


Рис. 7.21. К пояснению работы двухтиристорного выходного каскада

ряда конденсатора C_0 через тиристор VT2, и одновременно (поскольку открыты оба тиристора, VT2 и VT1) происходят свободные колебания с частотой $f_к$ в контуре $L_к C_к$. При этом через катушку $L_к$ и тиристоры VT1 и VT2 разряжается конденсатор $C_к$ (заряженный к моменту времени t_2 с полярностью, показанной на рис. 7.20 без скобок) и в катушке $L_к$ (как и в катушке L_0) накапливается магнитная энергия.

Ток разряда конденсатора $C_к$ через тиристор VT2 протекает в обратном направлении, что вполне допустимо, поскольку этот тиристор открыт. К моменту времени t_3 заканчивается разряд конденсатора $C_к$, а напряжение на конденсаторе C_0 понижается настолько, что тиристор VT2 закрывается. Тиристор же VT1 остается открытым. Таким образом, с момента времени t_3 начинаются свободные колебания в контуре $L_0 C_0 L_к C_к$ с частотой f_3.

В течение первой четверти периода этих колебаний (интервал времени t_3—t_4) благодаря накопленной в катушках L_0 и $L_к$ магнитной энергии происходит перезаряд конденсатора $C_к$ с полярностью, показанной на рис. 7.20 в скобках (заряд конденсатора C_0 при этом практически не успевает измениться, поскольку емкость $C_0 \gg C_к$). Ток свободных колебаний I_0 убывает и к моменту времени t_4 становится равным нулю. Поскольку на левой (на схеме рис. 7.20) обкладке конденсатора $C_к$ образуется отрицательный потенциал, тиристор VT1 в момент времени t_4 закрывается, а диод VD1 открывается (тиристор VT2, несмотря на появление положительного потенциала на его аноде, остается закрытым, так как конденсатор $C_ф$ разрядился через тиристор VT1 и запускающее напряжение U_2 на управляющем электроде тиристора VT2 отсутствует).

В течение следующего интервала времени, t_4—t_5, совершается вторая четверть периода свободных колебаний контура $L_0 C_0 L_к C_к$, при которой: ток I_0, изменивший свое направление, нарастает; конденсатор $C_к$ через открытый диод VD1 разряжается; в катушке L_0 (преимущественно, так как индуктивность $L_0 \gg L_к$) накапливается магнитная энергия противоположного по сравнению с периодом времени t_2—t_3 знака.

К моменту времени t_5 заканчивается разряд конденсатора $C_к$, и диод VD1 закрывается, а диод VD2 открывается и в период времени t_5—t_6 через него, благодаря накопившейся в катушке L_0 магнитной энергии, происходит подзаряд конденсатора C_0 по закону свободных колебаний контура $L_0 C_0$.

В то же время от источника питания E_0 заряжаются конденсаторы: $C_ф$ через дроссель $L_э$ и резистор $R_ф$; $C_к$ через дроссель $L_э$, катушку $L_к$ и диод VD2 (ток заряда через диод VD2 протекает в обратном направлении, что вполне допустимо, поскольку диод находится в открытом состоянии).

К моменту времени t_6 в результате заряда конденсаторов C_0 и $C_ф$ создаются необходимые условия для включения тиристора VT2; тиристор открывается, а диод VD2 закрывается. Далее процесс работы повторяется.

Таким образом, в двухтиристорном выходном каскаде строчной развертки отклоняющий ток во время прямого хода представляет собой ток полупериода свободных колебаний в контуре L_0C_0, а обратный ход — ток полупериода свободных колебаний контура L_0C_0 $L_кC_к$ (т. е. $L_0C_к$). На участке прямого хода отклоняющий ток имеет S-образную форму, что позволяет скомпенсировать симметричные нелинейные искажения изображения.

Следует обратить внимание на тот факт, что обратный ход отклоняющего тока начинается не в момент поступления управляющего импульса от задающего генератора строчной развертки t_2, а несколько позже (в момент времени t_3). Это значит, что задающий генератор должен содержать специальные цепи, обеспечивающие опережение фронта управляющих импульсов относительно начала обратного хода развертки.

7.13. Развертывающие устройства телевизоров с широкоформатными кинескопами

Современные кинескопы имеют формат экрана 5/4, а формат изображения, как известно, 4/3. Поэтому в телевизорах с широкоформатными кинескопами приходится перераспределять длительности прямого и обратного ходов строчной развертки, а также формировать дополнительные импульсы гашения электронного луча.

Дело в том, что если на экране форматом 5/4 попытаться разместить изображение с соотношением сторон 4/3, то часть экрана останется неиспользованной (заштрихованная область на рис. 7.22, *а*). Если увеличить высоту изображения так, чтобы заполнилась вся площадь экрана, то его геометрические пропорции нарушатся.

Для восстановления правильных геометрических пропорций необходимо расширить изображение по горизонтали, но тогда часть его окажется за пределами экрана (заштрихованная область на рис. 7.22, *б*). В результате 6% ширины передаваемого изображения не будет воспроизведено.

В связи с этим представляется возможность сократить длительность прямого хода строчной развертки до 50 мкс, а для сохранения неизменным периода развертки увеличить до 14 мкс длительность обратного хода. Такое перераспределение параметров развертки облегчает режим работы выходного каскада, так как амплитуда импульсов напряжения, возникающих во время обратного хода, становится меньше. Кроме того, снижается мощность, потребляемая выходным каскадом, так как во время обратного хода он закрыт. Однако увеличение длительности обратного хода приводит к тому, что часть изображения в начале каждой строки развертывается в конце обратного хода предыдущей строки, когда электронный луч движется не слева направо, а наоборот. Эта часть изображения, прочерченная в обратном направлении развертки, будет создавать «заворот» в левой части экрана, воспринимаемый в виде светлой дымки, так как скорость луча при обратном ходе больше, чем при прямом.

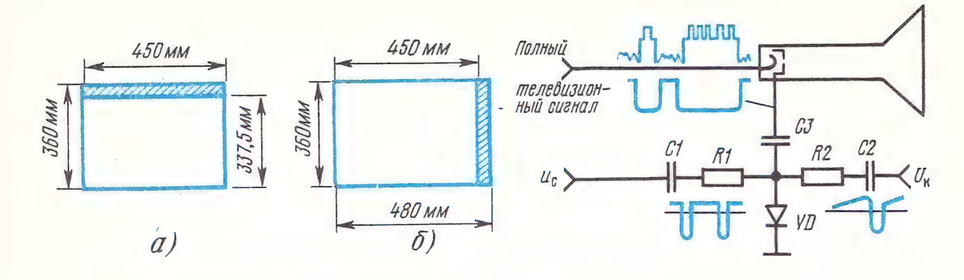


Рис. 7.22. Размещение изображения с форматом кадра 4/3 на экране кинескопа с форматом кадра 5/4 для случаев:
а — первого; *б* — второго

Рис. 7.23. Формирование гасящих импульсов для кинескопов с форматом кадра 4:5

Для устранения этого явления необходимо увеличивать длительность строчного гасящего импульса. Сделать это на телецентре нельзя, поскольку в эксплуатации у населения имеются также телевизионные приемники с форматом экрана 4/3. Поэтому в телевизорах с кинескопами форматом экрана 5/4 создаются дополнительные строчные гасящие импульсы. Они должны иметь размах примерно 200 В, крутые фронты (чтобы обеспечить ровные края изображения) и располагаться симметрично относительно середины гасящего импульса, передаваемого телецентром, иначе может случиться, что либо гашение луча слева будет излишним, либо будет чрезмерно затемнена часть изображения справа, а в это время не погасится обратный ход и будет видна светлая вертикальная полоса слева.

В качестве строчных гасящих импульсов используют импульсы напряжения, возникающие в выходном каскаде строчной развертки во время обратного хода. Они подаются в отрицательной полярности на модулятор или в положительной полярности на катод кинескопа.

Кроме гашения электронного луча на время обратного хода строчной развертки, в телевизорах также применяется дополнительное гашение луча на время обратного хода кадровой развертки. Это позволяет надежно запирать кинескоп при недостаточном уровне гасящих импульсов, входящих в состав полного телевизионного сигнала (например, при приеме слабых сигналов).

В качестве дополнительных кадровых гасящих импульсов используют отрицательные импульсы пилообразно-импульсного напряжения кадровой развертки.

На рис. 7.23 поясняется принцип формирования дополнительных гасящих импульсов. Выходные напряжения строчной и кадровой разверток $U_с$ и $U_к$ через разделительные элементы C1, R1 и C2, R2 поступают на анод диода VD, который подавляет положительные составляющие этих напряжений, предотвращая искажения яр-

кости растра во время прямого хода разверток. Для отрицательных импульсов напряжений $U_с$ и $U_к$ диод закрыт, и они через конденсатор С3 поступают на модулятор кинескопа, надежно запирая последний на время обратного хода разверток.

В некоторых схемах для получения кадровых гасящих импульсов используется ждущий мультивибратор, запускаемый импульсами обратного хода кадровой развертки, а вместо диода VD применяется транзистор.

7.14. Формирование корректирующих токов для сведения лучей цветного кинескопа

В § 3.12 было показано, что если не принять специальных мер, то на экране цветного кинескопа с дельта-образным расположением электронных прожекторов образуется три взаимно рассовмещенных трапецеидальных растра (красного, зеленого и синего цветов) с изогнутыми (подушкообразными) границами (см. рис. 3.13).

Для совмещения трех растров при одновременном исправлении их трапецеидальных искажений применяется система сведения лучей, состоящая из четырех постоянных магнитов статического сведения и четырех электромагнитов динамического сведения (см. рис. 3.12), а коррекция подушкообразных искажений совмещенного растра достигается специальной модуляцией отклоняющих токов строчной и кадровой частот, питающих общую для трех лучей отклоняющую систему.

Постоянные магниты статического сведения позволяют совместить три луча в центре экрана. Однако для получения совмещенного растра только этой меры недостаточно, так как в силу дельта-образного расположения электронных прожекторов, а также придания уплощенной формы экрану и теневой маске электронные лучи на периферийных участках экрана вновь рассовмещаются, причем тем в большей степени, чем дальше они отклоняются от центра. Это иллюстрируется на рис. 7.24, *а*.

Совместить электронные лучи на периферийных участках экрана (динамическое сведение) можно воздействием переменных магнитных полей с плавно возрастающей интенсивностью по мере отклонения лучей от центра к краям экрана. Такие магнитные поля создаются тремя электромагнитами регулятора радиального сведения (рис. 7.24, *б*).

Каждый электромагнит обеспечивает смещение «своего» электронного луча в радиальном относительно оси кинескопа направлении до совмещения его с двумя другими лучами (на рис. 7.24, *а*, *б* направления смещения лучей показаны стрелками).

Характерно отметить, что порядок радиального смещения лучей в любой части экрана один и тот же, т. е. «синий» луч всегда смещается вверх, «красный» — влево и несколько вниз, «зеленый» — вправо и несколько вниз.

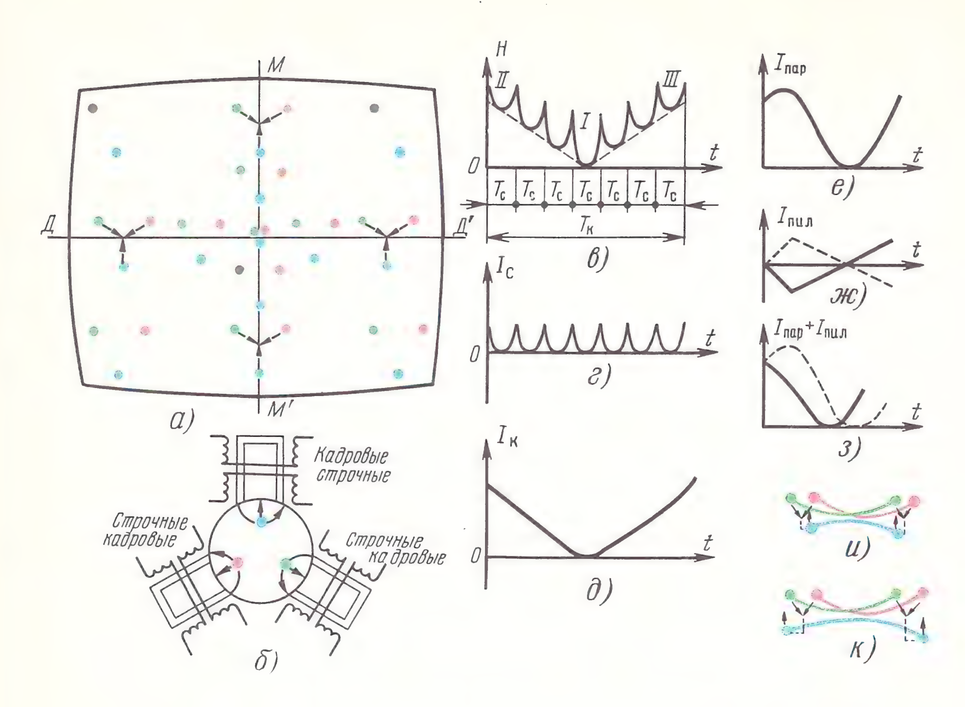


Рис. 7.24. Динамическое сведение лучей кинескопа:
а — рассовмещение лучей на экране кинескопа; *б* — электромагнит регулятора радиального сведения; *в* — закон изменения магнитных полей электромагнитов; *г* — ток в строчных катушках регулятора; *д* — ток в кадровых катушках регулятора сведения; *е* — симметричный параболический ток; *ж* — пилообразный ток; *з* — суммарный несимметричный параболический ток; *и, к* — примеры несовмещения «синего» луча с «красным» и «зеленым»

Для того чтобы радиальное смещение лучей соответствовало степени их рассовмещения на различных участках экрана, интенсивность магнитного поля, создаваемого каждым электромагнитом регулятора радиального сведения, должна изменяться по сложному параболическому закону, как показано на рис. 7.24, *в*. Участок *I* этого графика отображает параболический характер изменения интенсивности магнитного поля в пределах центральной строки развертки (*ДД′* на рис. 7.24, *а*), а участки *II* и *III* — в пределах верхней и нижней строк. Остальные участки графика соответствуют промежуточным строкам развертки. Минимальные значения интенсивности магнитного поля на каждом участке совпадают с моментами пересечения электронными лучами вертикальной оси экрана (*ММ′* на рис. 7.24, *а*), где степень рассовмещения наименьшая. Однако минимальные значения отдельных строчных парабол неодинаковы. Они также изменяются по параболическому закону (на рис. 7.24, *в* показано штриховой линией), поскольку степень рассовмещения лучей в направлении от центра к краям вертикаль-

ной оси (как и в направлении от центра к краям любой строки развертки) плавно возрастает.

Для получения таких магнитных полей на каждом магнитопроводе регулятора радиального сведения размещается пара строчных и пара кадровых катушек (рис. 7.24, *б*), через которые пропускаются токи параболической формы строчной (рис. 7.24, *г*) и кадровой (рис. 7.24, *д*) частот соответственно.

В связи с несимметричным расположением электронных прожекторов относительно оси кинескопа степень смещения электронных лучей на равноудаленных участках экрана справа и слева от вертикальной оси или выше и ниже горизонтальной оказывается различной.

Так, «красный» луч (электронный прожектор которого расположен левее вертикальной и ниже горизонтальной оси кинескопа) на равноудаленных относительно вертикальной оси участках экрана оказывается справа смещенным в большей степени, чем слева, а на равноудаленных относительно горизонтальной оси участках экрана — сверху в большей степени, чем снизу. «Зеленый» луч (электронный прожектор которого расположен правее вертикальной и ниже горизонтальной осей кинескопа) в верхней и нижней частях экрана имеет такой же характер смещения, как и «красный», а в правой и левой частях экрана — противоположный. Электронный прожектор «синего» луча расположен на вертикальной оси кинескопа, но выше точки ее пересечения с горизонтальной осью. Поэтому степень смещения «синего» луча в нижней части экрана больше, чем в верхней, а в правой и левой частях экрана практически одинакова. Следовательно, параболические токи кадровой частоты, предназначенные для динамического сведения «красного», «зеленого» и «синего» лучей, и параболические токи строчной частоты, предназначенные для динамического сведения «красного» и «зеленого» лучей, должны быть несимметричны относительно своих минимальных значений.

Несимметричные параболические токи получают с помощью дополнительных пилообразных токов строчной и кадровой частот, пропускаемых через соответствующие катушки электромагнитов радиального сведения. Это поясняется на рис. 7.24, *е, ж, з*, где $I_{пар}$ — симметричный параболический ток; $I_{пил}$ — пилообразный ток; $I_{пар} + I_{пил}$ — суммарный несимметричный параболический ток (штриховой линией на рис. 7.24, *з* показана форма суммарного тока при другой полярности пилообразного тока, который также штриховой линией показан на рис. 7.24, *ж*).

Подбором величины и формы токов, питающих катушки электромагнитов радиального сведения, всегда удается совместить два электронных луча, а третий луч, обычно «синий», может оказаться в стороне от точки совмещения, как показано, например, на рис. 7.24, *и, к*. Для сведения трех лучей необходимо иметь возможность смещать «синий» луч не только в радиальном, но и в горизонтальном направлении (на рис. 7.24, *и, к* показано штриховой линией).

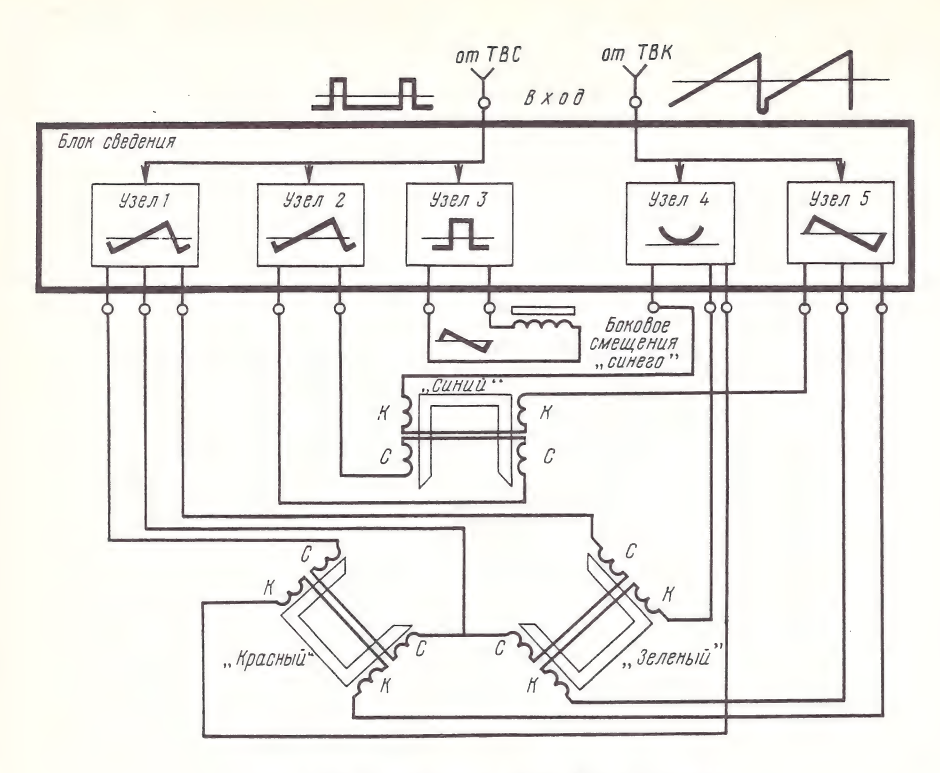


Рис. 7.25. Структурная схема блока сведения

Поэтому в состав *системы динамического сведения* кроме электромагнитов радиального смещения лучей вводится электромагнит бокового смещения «синего» луча, который конструктивно объединен с соответствующим постоянным магнитом системы статического сведения (см. рис. 3.12). Катушка электромагнита бокового смещения «синего» луча питается пилообразным током строчной частоты (см. рис. 7.24, *ж*).

Получение токов необходимой величины и формы для питания всех электромагнитов динамического сведения осуществляется в блоке сведения телевизора.

На рис. 7.25 показана структурная схема блока сведения с системой электромагнитов динамического сведения лучей. На вход блока сведения подаются: от выходного каскада строчной развертки импульсное напряжение строчной частоты; от выходного каскада кадровой развертки пилообразное (или пилообразно-импульсное) напряжение кадровой частоты.

Катушки электромагнитов системы динамического сведения, как и любые катушки индуктивности, обладают индуктивным и активным сопротивлениями, причем индуктивное сопротивление, в отличие от

активного, не постоянно, а находится в прямой зависимости от частоты протекающего через катушку тока ($X_L = 2\pi f L$).

Поскольку кадровая и строчная частоты значительно отличаются друг от друга, то характер сопротивления кадровых и строчных катушек (обозначенных на рис. 7.25 соответственно «К» и «С») различен. Кадровые катушки оказывают токам кадровой частоты ($f = 50$ Гц) преимущественно активное сопротивление, а строчные катушки оказывают токам строчной частоты ($f = 15\,625$ Гц) преимущественно индуктивное сопротивление.

Поэтому для получения пилообразной формы тока к кадровым катушкам необходимо прикладывать пилообразное напряжение, а для получения такой же формы тока в строчных катушках — импульсное напряжение. Также различной формы напряжения должны прикладываться к кадровым и строчным катушкам для получения в них параболических токов: к кадровым катушкам параболическое напряжение, к строчным — пилообразное.

Формирование пилообразного напряжения строчной частоты из импульсного и параболического напряжения кадровой частоты из пилообразного осуществляется в соответствующих узлах *блока сведения* с помощью интегрирующих (преимущественно R, L) цепей (см. § 2.6).

Узел *1* блока сведения (см. рис. 7.25) формирует пилообразные напряжения строчной частоты для питания строчных катушек электромагнитов радиального смещения «красного» и «зеленого» лучей. Аналогичное напряжение для питания строчных катушек электромагнита радиального смещения «синего» луча формирует узел *2*. Под действием пилообразных напряжений в строчных катушках электромагнитов протекают параболические токи.

Узел *3* обеспечивает питание электромагнита бокового смещения «синего» луча импульсным напряжением строчной частоты необходимой величины и полярности. Под действием этого напряжения в катушке электромагнита протекает пилообразный ток.

Параболическое напряжение кадровой частоты для питания кадровых катушек электромагнитов регулятора радиального сведения формирует узел *4*. Коррекция формы (наклона ветвей) параболических токов, протекающих в кадровых катушках, осуществляется пропусканием через них пилообразных токов кадровой частоты, для чего на эти катушки от узла *5* подается соответствующее пилообразное напряжение.

Каждый узел блока сведения содержит от одного до четырех регулирующих элементов (потенциометры, катушки индуктивности с сердечниками), позволяющих подобрать оптимальные форму и амплитуду токов питания электромагнитов динамического сведения.

Общее число оперативных регуляторов блока сведения достигает 12...18.

Операция динамического сведения состоит в том, что с помощью этих регуляторов добиваются на всей или, по крайней мере, на большей части площади экрана кинескопа совмещения трех растров (красного, зеленого и синего) в один (белый).

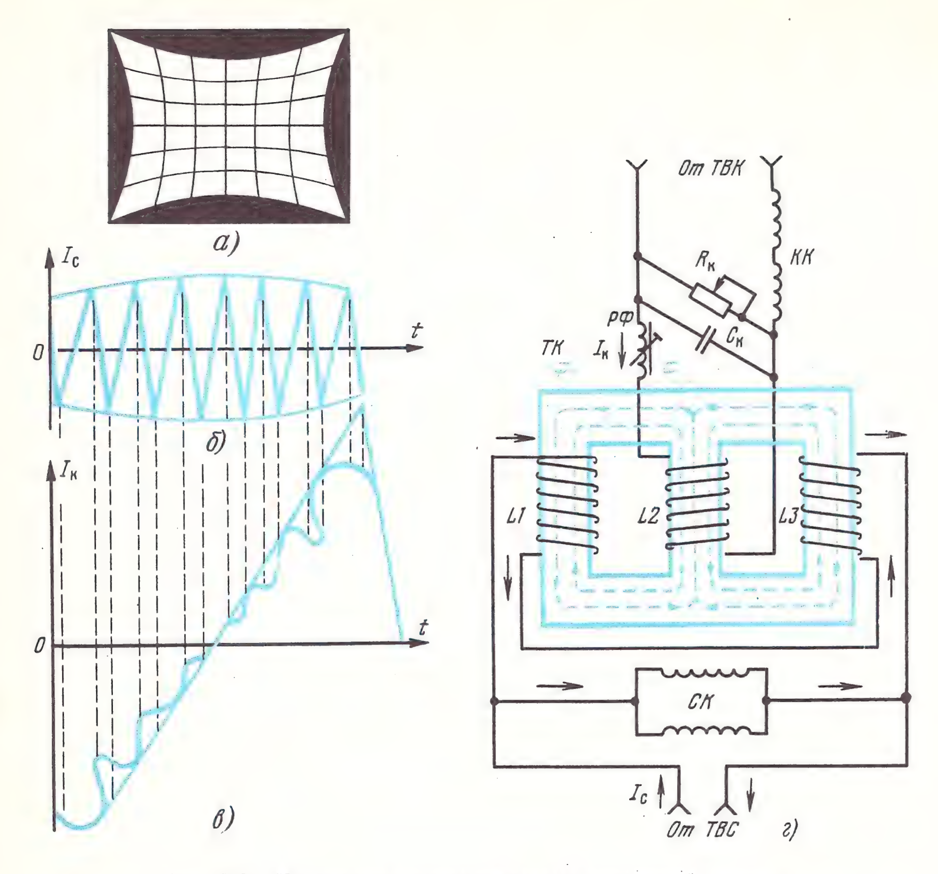


Рис. 7.26. Коррекция подушкообразных искажений растра:
а — подушкообразные искажения растра; *б* — форма строчного отклоняющего тока; *в* — форма кадрового отклоняющего тока; *г* — устройство и схема включения ТК

7.15. Коррекция подушкообразных искажений растра

Подушкообразные искажения растра (рис. 7.26, *а*) присущи широкоугольным кинескопам с уплощенным экраном, применяемым в современных телевизорах как черно-белого, так и цветного изображения. Эти искажения возникают вследствие нарушения пропорциональности между изменениями отклоняющих токов в строчных и кадровых катушках отклоняющей системы и перемещения электронного луча по экрану кинескопа.

В телевизорах черно-белого изображения коррекция подушкообразных искажений осуществляется обычно с помощью регулируемых постоянных магнитов, которые размещаются в передней части отклоняющей системы.

В телевизорах цветного изображения такой метод неприемлем, так как магнитные поля корректирующих магнитов могут вызвать нарушение чистоты цвета и динамического сведения лучей.

Поэтому в цветных телевизорах подушкообразные искажения корректируются электрическим способом, путем амплитудной модуляции строчного отклоняющего тока параболическим током кадровой частоты (рис. 7.26, *б*) и наложения на кадровый отклоняющий ток параболического корректирующего тока строчной частоты (рис. 7.26, *в*).

В результате амплитудной модуляции строчного отклоняющего тока параболическим током кадровой частоты верхние и нижние строки растра становятся короче центральных строк, что обеспечивает спрямление вертикальных линий изображения.

Наложение на пилообразный кадровый отклоняющий ток параболического тока строчной частоты обеспечивает спрямление горизонтальных линий.

Поскольку в верхней и нижней частях экрана горизонтальные линии изогнуты в противоположных направлениях, причем прогиб каждой линии тем меньше, чем ближе она расположена к горизонтальной оси экрана, то строчный корректирующий ток при развертке верхней и нижней половин растра должен иметь противоположную фазу, а его амплитуда по мере приближения к центральной строке развертки должна плавно убывать до нуля.

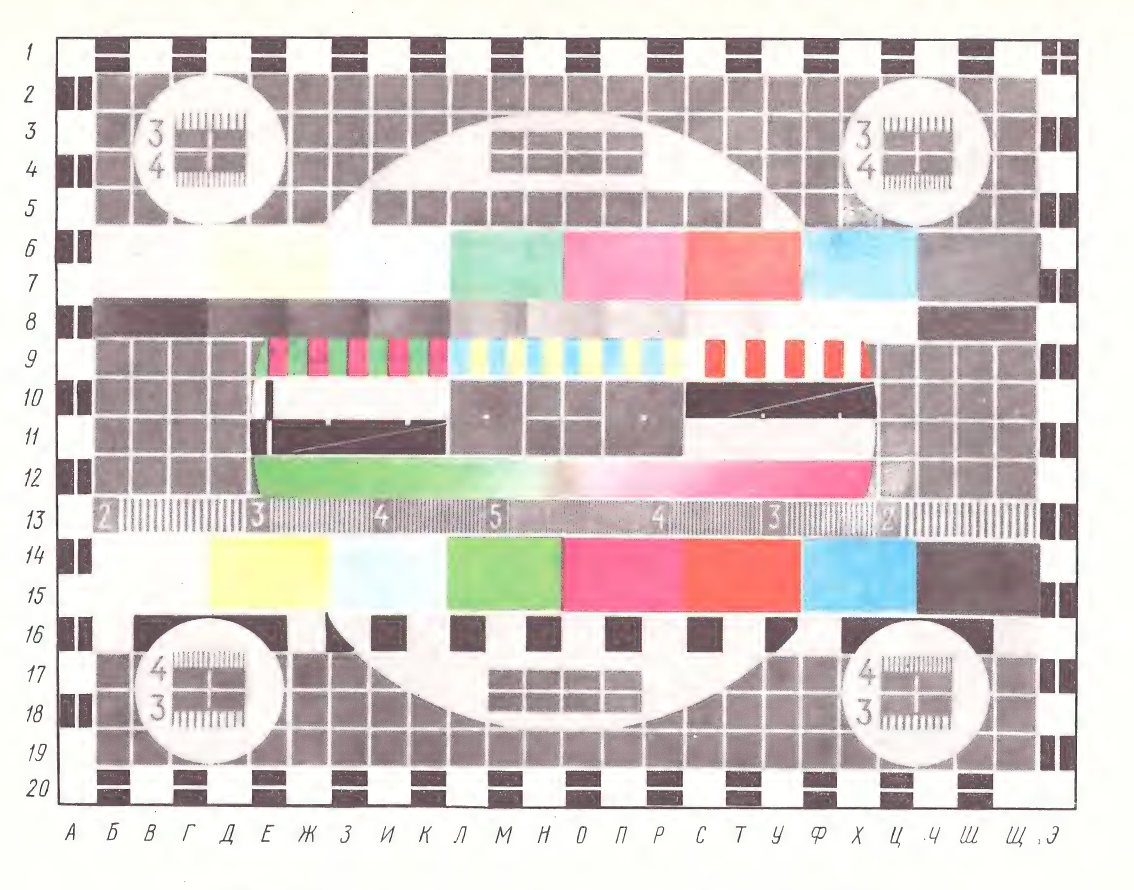
Форма отклоняющих токов строчной и кадровой частот по заданному закону изменяется с помощью специального трехобмоточного корректирующего трансформатора, называемого *трансдуктором*.

На рис. 7.26, *г* показано устройство и схема включения корректирующего трансформатора ТК. Трансформатор выполнен на ферритовом Ш-образном сердечнике, работающем в режиме, близком к насыщению. На крайних кернах магнитопровода расположены обмотки L1 и L3, включенные параллельно строчным отклоняющим катушкам *СК*. На среднем керне расположена обмотка L2, соединенная последовательно с кадровыми отклоняющими катушками *КК*.

Через обмотки L1 и L3 протекает пилообразный ток строчной частоты $I_с$, а через обмотку L2 — пилообразный ток кадровой частоты $I_к$.

Размеры магнитопровода выбраны так, что магнитный поток $Ф_2$, создаваемый током кадровой частоты $I_к$, вызывает насыщение магнитопровода, причем тем в большей степени, чем больше абсолютное (положительное или отрицательное) значение этого тока. Известно, что насыщение магнитопровода сопровождается уменьшением индуктивности расположенных на нем обмоток. Поэтому в начале и в конце развертки каждого полукадра, когда ток кадровой частоты (частоты полей) достигает наибольших абсолютных значений, индуктивности обмоток L1 и L3 и их индуктивные сопротивления становятся наименьшими, а при развертке центральных строк растра ($I_к \approx 0$) — наибольшими.

Следовательно, в начале и в конце развертки каждого полукадра обмотки L1 и L3 в большей степени шунтируют строчные отклоняющие катушки, чем при развертке центральных строк растра. Этим достигается изменение размаха пилообразного тока, протекаю-



Универсальная электрическая испытательная таблица (УЭИТ)

щего в строчных отклоняющих катушках, по требуемому закону (рис. 7.26, *б*).

Обмотки L1 и L3 корректирующего трансформатора имеют равное число витков, но намотаны в противоположных направлениях (рис. 7.26, *г*). Поэтому пилообразный ток строчной частоты, протекающий через эти обмотки, создает два равных по величине, но противоположных по направлению магнитных потока, Φ_1 и Φ_3. При развертке центральных строк растра (когда $I_к \approx 0$ и $\Phi_2 \approx 0$) магнитные потоки Φ_1 и Φ_3 в среднем керне магнитопровода взаимно компенсируются, и, следовательно, в катушке L2 ЭДС строчной частоты не наводится.

Когда абсолютное значение тока $I_к$ возрастает, то появляется магнитный поток Φ_2, величина и направление которого определяются величиной и знаком тока $I_к$. Как видно из рис. 7.26, *г*, магнитный поток Φ_2 совпадает по фазе с одним из магнитных потоков строчной частоты (например, с Φ_3) и противофазен другому (Φ_1).

В результате в среднем керне магнитопровода появляется разностный магнитный поток строчной частоты, величина и направление которого изменяются по закону изменения магнитного потока Φ_2. Таким образом обеспечивается необходимая форма кадрового отклоняющего тока (рис. 7.26, *в*).

Амплитуду корректирующего параболического тока строчной частоты можно регулировать с помощью потенциометра $R_к$, а фазу — изменением индуктивности дросселя РФ (регулятора фазы), который совместно с обмоткой L2 и конденсатором $C_к$ образует колебательный контур, настроенный на частоту, близкую к частоте строчной развертки.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каково назначение развертывающих устройств?
2. Чем обусловлены геометрические и нелинейные искажения растра?
3. Объясните необходимость получения S-образной формы отклоняющего тока.
4. Какая форма напряжения должна быть на выходе развертывающего устройства?
5. Чем объясняется искажение формы отклоняющего тока кадровой развертки при использовании малогабаритного ТВК?
6. Как регулируется линейность отклоняющего тока кадровой развертки?
7. Объясните работу выходного каскада кадровой развертки с дроссельным выходом.
8. Объясните работу выходного каскада, схема которого изображена на рис. 7.11.
9. В чем состоят различия выходных каскадов строчной и кадровой разверток?
10. Чем объясняется включение демпфера?
11. Как создается отклоняющий ток строчной развертки?
12. Как образуется напряжение «вольтодобавки»?
13. Как получается в цепях строчной развертки высокое напряжение для питания анода кинескопа?
14. Объясните получение высокого напряжения в устройстве, схема которого изображена на рис. 7.16.
15. Объясните схему регулировки размера строк.
16. Как обеспечивается регулировка симметричных искажений растра по горизонтали?
17. Объясните особенности строчной развертки на транзисторах.

18. Объясните особенности схемы строчной развертки на тиристорах.
19. Чему равно время прямого и обратного ходов разверток для кинескопов с форматом кадра 4/3 и 5/4?
20. Как формируются дополнительные гасящие импульсы строчной и кадровой частот для кинескопов с форматом кадра 5/4?
21. Каково назначение блока сведения?
22. Как осуществляется коррекция подушкообразных искажений?

Глава 8

ИМПУЛЬСНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

8.1. Общие сведения

Импульсные генераторы — это устройства, предназначенные для получения электрических колебаний, форма которых отличается от синусоидальных (гармонических) и имеет разрывный (релаксационный) характер.

Импульсные (релаксационные) генераторы подразделяются на блокинг-генераторы, мультивибраторы, триггеры, генераторы пилообразных и пилообразно-импульсных напряжений. Они широко используются в развертывающих и других устройствах телевизионных приемников и передатчиков.

Рассмотрим принципы построения и работы этих генераторов.

8.2. Блокинг-генераторы

Блокинг-генератор представляет собой однокаскадный релаксационный генератор кратковременных импульсов с сильной индуктивной положительной коллекторно-базовой или эмиттерно-базовой обратной связью.

На рис. 8.1, *а* изображена схема транзисторного блокинг-генератора с коллекторно-базовой положительной обратной связью через трансформатор блокинг-генератора ТБГ. В процессе работы блокинг-генератора транзистор открывается только на время формирования импульсов.

Работу схемы удобно рассматривать с момента времени t_1 (рис. 8.1, *б*), когда транзистор открывается и через него проходит ток от источника питания E_0, заряжающий конденсатор в цепи эмиттера $C_э$ (полярность заряда показана на рис. 8.1, *а*). В результате заряда конденсатора потенциал эмиттера становится ниже потенциала базы $E_б$, создаваемого делителем напряжения R1, R2, R3.

Однако транзистор не закрывается, а, наоборот, еще больше открывается, так как из-за протекающего через коллекторную обмотку трансформатора $L_к$ тока заряда конденсатора $C_э$ (коллекторного тока $i_к$) в базовой обмотке $L_б$ наводится ЭДС взаимоиндукции, которая создает дополнительный отрицательный (отпирающий) потенциал на базе, что способствует увеличению тока $i_к$, а сле-

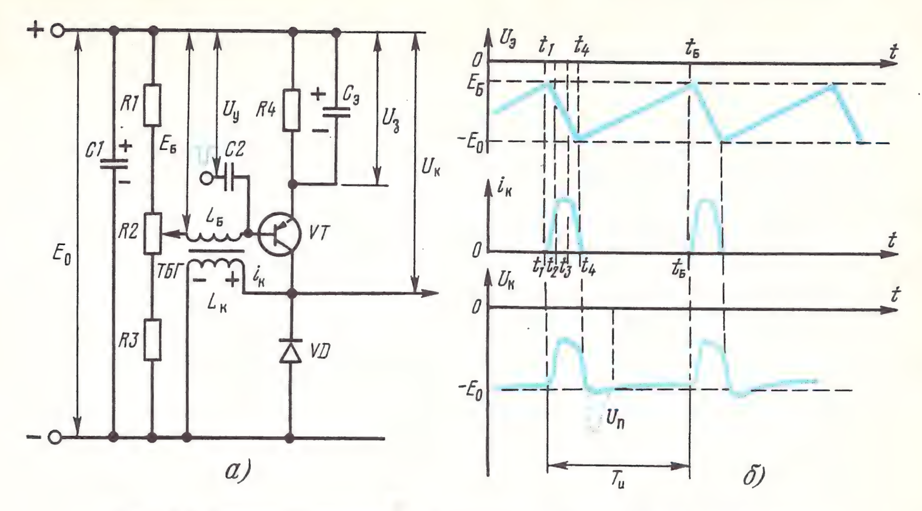


Рис. 8.1. Блокинг-генератор с коллекторно-базовой обратной связью: *а* — принципиальная схема; *б* — графики, поясняющие работу

довательно, и дальнейшему увеличению отпирающего потенциала на базе.

Таким образом, благодаря сильной коллекторно-базовой обратной связи возникает быстрый (лавинообразный) процесс роста коллекторного тока, который заканчивается к моменту времени t_2 режимом насыщения транзистора. При этом рост коллекторного тока прекращается, а следовательно, исчезает ЭДС взаимоиндукции в базовой цепи, которая поддерживала открытое состояние транзистора. Однако транзистор запирается не сразу. Реакция индуктивностей $L_б$ и $L_к$ препятствует мгновенному спаду токов базы и коллектора. Поэтому в течение некоторого промежутка времени t_2—t_3 транзистор продолжает находиться в открытом состоянии и постепенно выходит из насыщения. В это время напряжение заряда на конденсаторе $C_э$ достигает почти полного напряжения источника питания ($U_э \approx -E_0$). Далее происходит лавинообразный процесс уменьшения токов базы и коллектора, в результате чего в момент времени t_4 транзистор запирается.

После этого начинается медленный разряд конденсатора $C_э$ через резистор R4. Когда потенциал эмиттера сравняется с потенциалом базы (момент времени t_6), транзистор откроется и рассмотренные процессы вновь повторятся.

Быстрый переход транзистора из открытого состояния в закрытое сопровождается появлением характерного для блокинг-генераторов отрицательного «всплеска» напряжения на коллекторе $U_п$ (показан на рис. 8.1, *б* штриховой линией), который обусловлен рассеянием остаточного запаса энергии в магнитном поле обмоток трансформатора. Этот «всплеск» значительно увеличивает напряжение на коллекторе запертого транзистора, создавая опасность его пробоя. Для ограничения амплитуды «всплеска» параллельно кол-

лекторной обмотке трансформатора включен «демпферный» диод VD, который на время t_4—t_5 открывается. В другие моменты времени диод закрыт и практически не влияет на работу блокинг-генератора.

Из рис. 8.1, *б* видно, что в коллекторной цепи блокинг-генератора образуется последовательность прямоугольных импульсов, а в эмиттерной — пилообразных. Период следования импульсов $T_и$, т. е. частота колебаний блокинг-генератора, определяется постоянной времени цепи $R4C_э$. Регулировать частоту колебаний можно путем изменения потенциала базы транзистора с помощью потенциометра R2. Кроме того, на частоту колебаний генератора можно воздействовать также путем подачи на базу транзистора через разделительный конденсатор C2 синхронизирующих импульсов отрицательной полярности. Такие импульсы способны вызвать «опрокидывание» блокинг-генератора, т. е. отпирание транзистора, несколько раньше, чем это должно произойти по закону собственных колебаний.

8.3. Блокинг-генераторы с эмиттерно-базовой обратной связью

Схема такого блокинг-генератора показана на рис. 8.2, *а*. Кроме изменения вида обратной связи, что достигнуто включением одной из обмоток трансформатора *ТБГ* не в коллекторную, а в эмиттерную цепь транзистора, в этой схеме имеется еще ряд особенностей: в цепь базы транзистора включен резонансный контур L1C3R4, трансформатор *ТБГ* дополнен третьей (нагрузочной) обмоткой $L_н$, с которой снимаются выработанные блокинг-генератором импульсы, «демпферный» диод VD включен параллельно базовой обмотке трансформатора (что не нарушает выполняемую им функцию), в цепь коллектора транзистора включен резистор R6, ограничивающий коллекторный ток и тем самым защищающий транзистор от теплового пробоя, иначе включен потенциометр регулировки частоты колебаний блокинг-генератора R1.

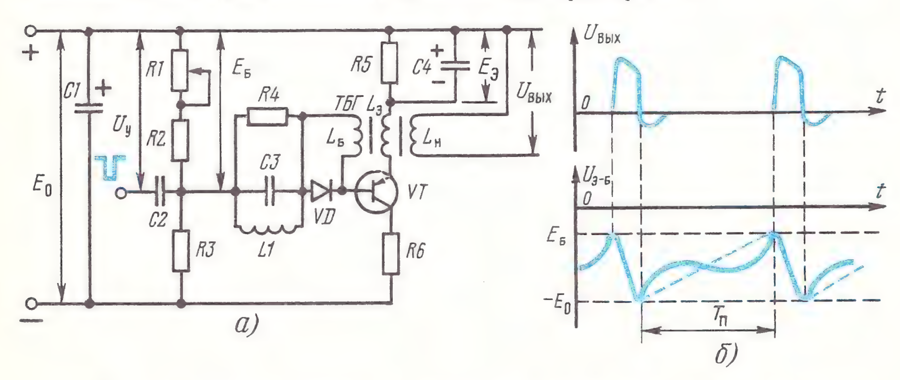


Рис. 8.2. Блокинг-генератор с эмиттерно-базовой обратной связью: *а* — принципиальная схема; *б* — график, поясняющий работу стабилизирующего контура

Работа блокинг-генератора рассматриваемой схемы, аналогична работе блокинг-генератора с коллекторно-базовой обратной связью. Здесь также в результате заряда конденсатора С4 через открытый транзистор VT на эмиттере образуется отрицательный (запирающий) потенциал $E_э$. Наведенная в базовой обмотке трансформатора $L_б$ ЭДС взаимоиндукции от протекающего через эмиттерную обмотку $L_э$ тока заряда конденсатора С4 вызывает лавинообразный рост тока транзистора и переход последнего в режим насыщения. Затем ток уменьшается и транзистор запирается. Резонансный контур L1C3R4, включенный в цепь базы транзистора, служит для повышения стабильности работы блокинг-генератора, особенно в режиме синхронизации. Его называют стабилизирующим контуром, контуром ударного возбуждения или «звенящим» контуром.

Пока транзистор открыт и через «звенящий» контур проходит ток базы, в магнитном поле катушки L1 накапливается энергия. После запирания транзистора в контуре возникают собственные затухающие синусоидальные колебания, которые складываются с линейно-нарастающим напряжением разряда конденсатора С4 (рис. 8.2,*б*). Частота настройки контура выбирается несколько выше частоты колебаний блокинг-генератора так, чтобы один период ударно возбужденных колебаний в контуре был равен длительности паузы $T_п$ между импульсами блокинг-генератора. При отпирании транзистора колебания в контуре прекращаются.

В результате применения «звенящего» контура форма напряжения в цепи эмиттер-база ($U_{э-б}$) запертого транзистора становится более крутой в момент «опрокидывания» блокинг-генератора. Это повышает стабильность частоты колебаний блокинг-генератора и защищает его от ложных срабатываний вследствие воздействия внешних помех, шумов и других дестабилизирующих факторов, влияние которых особенно опасно в моменты времени, близкие к отпиранию транзистора.

8.4. Мультивибраторы

Мультивибратор представляет собой двухкаскадный усилитель напряжения на резисторах с положительной обратной связью между каскадами. На рис. 8.3, *а* изображена схема транзисторного симметричного мультивибратора с емкостными коллекторно-базовыми связями, собранного на транзисторах VT1 и VT2. *Мультивибратор* называется *симметричным*, поскольку в нем применены транзисторы одного типа (*p-n-p*), а соответствующие по функциям элементы имеют одинаковые параметры ($C_1 = C_2$, $R_{к1} = R_{к2}$, $R_{б1} = R_{б2}$). Несмотря на подбор элементов, схема не может быть идеально симметричной. Поэтому после включения напряжения питания E_0 токи одного из транзисторов будут увеличиваться несколько быстрее или медленнее, чем другого. Такое положение при наличии положительной обратной связи неминуемо вызовет лавинообразный процесс запирания одного транзистора и перехода в режим насыщения другого. Однако и это состояние не будет устойчивым, так как у

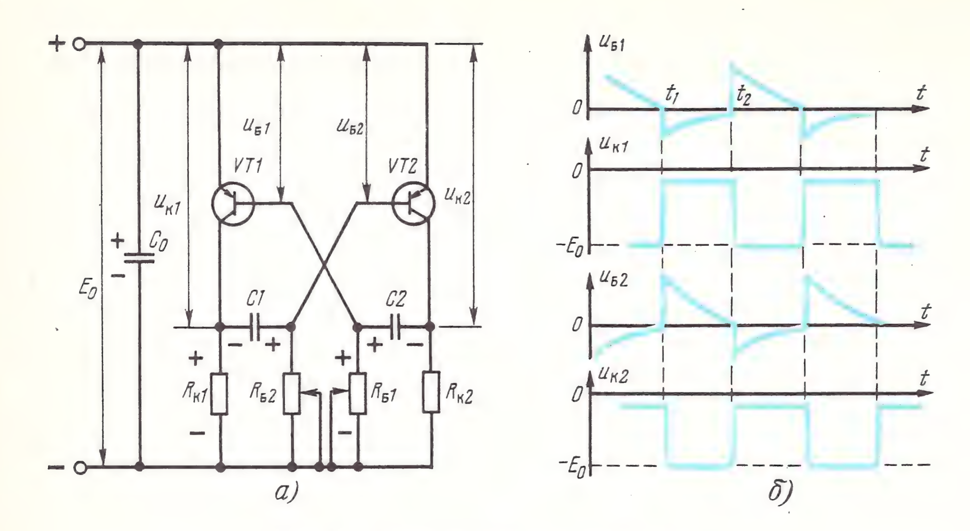


Рис. 8.3. Симметричный мультивибратор:
а — принципиальная схема; *б* — графики, поясняющие работу

транзистора, достигшего насыщения, токи перестают увеличиваться, что приводит к лавинообразному процессу отпирания и перехода в режим насыщения ранее запертого транзистора, а транзистора, находившегося в режиме насыщения,— к запиранию. Таким образом, транзисторы мультивибратора поочередно находятся в открытом до насыщения или запертом состоянии. При этом в их коллекторных цепях формируются прямоугольные импульсные сигналы.

Пусть транзистор VT2 открыт до насыщения, а VT1 закрыт. Открытое состояние транзистора VT2 поддерживается отрицательным потенциалом на его базе (относительно эмиттера), который подается от источника питания E_0 через резистор $R_{б2}$. Закрытое состояние транзистора VT1 создано напряжением на заряженном конденсаторе C2, приложенным плюсом к базе, а минусом (через открытый транзистор VT2) к эмиттеру. По мере разряда конденсатора C2 через резистор $R_{б1}$, источник питания и промежуток эмиттер-коллектор транзистора VT2, запирающий потенциал на базе транзистора VT1, уменьшается, и в момент времени t_1 (рис. 8.3, *б*) этот транзистор открывается. Одновременно с разрядом конденсатора C2 заряжается конденсатор C1 от источника питания E_0 через промежуток эмиттер-база транзистора VT2 и резистор $R_{к1}$. Это вызывает понижение отрицательного потенциала на базе транзистора VT2 и выход его из состояния насыщения. В то же время коллекторный ток открывшегося транзистора VT1 создает падение напряжения на резисторе $R_{к1}$, которое, суммируясь с напряжением на конденсаторе C1, уменьшает разность потенциалов между эмиттером и базой транзистора VT2. Токи базы и коллектора этого

транзистора уменьшаются, а отрицательный потенциал на его коллекторе и, следовательно, на базе транзистора VT1 увеличивается. Это приводит к дальнейшему увеличению коллекторного тока транзистора VT1 и уменьшению тока транзистора VT2. Таким образом, в результате возникшего лавинообразного процесса в момент времени t_1, когда транзистор VT1 открывается и переходит в режим насыщения, транзистор VT2 закрывается. Затем начинается разряд конденсатора C1 через резистор $R_{б2}$, источник питания и промежуток эмиттер-коллектор открытого транзистора VT1. Когда напряжение $U_{б2}$ достигнет нулевого значения, откроется транзистор VT2 и возникнет лавинообразный процесс уменьшения коллекторного тока транзистора VT1 и соответствующего увеличения тока транзистора VT2, который заканчивается переходом этого транзистора в режим насыщения, а транзистора VT1 в запертое состояние (момент времени t_2 на рис. 8.3, *б*). Далее вновь начинает заряжаться конденсатор C2, и процессы повторяются. Частоту колебаний мультивибратора можно регулировать, например, одновременно изменяя сопротивления $R_{б1}$ и $R_{б2}$ (резисторы спариваются). Снимать импульсные сигналы можно с коллектора любого транзистора. Как видно из рис. 8.3, *б*, скважность импульсных сигналов, генерируемых симметричным мультивибратором, получается равной двум: длительности импульсов и пауз между ними одинаковы.

8.5. Несимметричный мультивибратор

Мультивибратор называется несимметричным, если его каскады или связи между ними неодинаковы.

На рис. 8.4, *а* показана схема несимметричного одноемкостного транзисторного мультивибратора. В этой схеме коллектор транзистора VT1 соединен с базой транзистора VT2 через конденсатор $C_б$, а база транзистора VT1 с коллектором транзистора VT2 — непосредственно (кондуктивно).

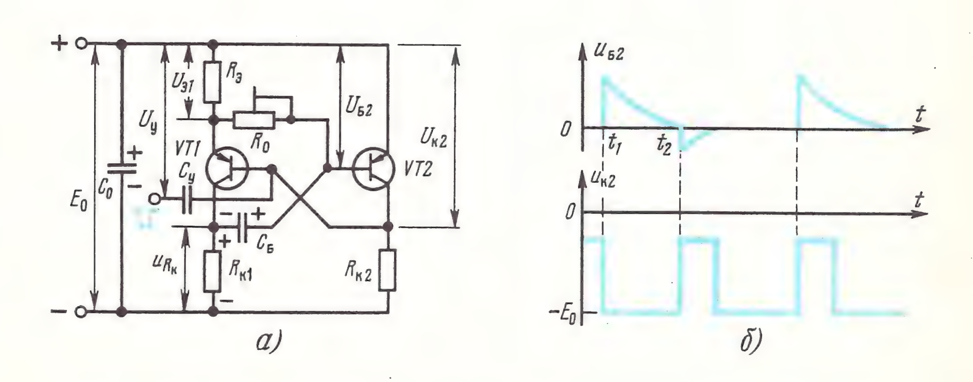


Рис. 8.4. Несимметричный мультивибратор:
а — принципиальная схема; *б* — графики, поясняющие работу

Когда транзистор VT2 находится в режиме насыщения, транзистор VT1 закрыт, так как потенциал его базы (равный потенциалу на коллекторе транзистора VT2) оказывается выше потенциала эмиттера ($U_{к2} > U_{э1}$). При этом через промежуток эмиттер — база открытого транзистора VT2 и небольшое сопротивление резистора $R_{к1}$ от источника питания E_0 быстро заряжается конденсатор $C_б$, в результате чего разность потенциалов между эмиттером и базой транзистора VT2 уменьшается, а следовательно, уменьшаются его базовый и коллекторный токи. Это вызывает увеличение отрицательного потенциала на коллекторе транзистора VT2 и базе транзистора VT1. Последний открывается. Появившийся коллекторный ток транзистора VT1 создает падение напряжения $U_{Rк}$ на резисторе $R_{к1}$, которое в сумме с напряжением на конденсаторе $C_б$ способствует дальнейшему уменьшению базового и коллекторного токов транзистора VT2 и увеличению коллекторного тока транзистора VT1, т. е. возникает лавинообразный процесс запирания транзистора VT2 и перехода в режим насыщения транзистора VT1 (момент времени t_1 на рис. 8.4, *б*). Далее медленно разряжается конденсатор $C_б$ через большое сопротивление резистора $R_р$ ($R_р \gg R_{к1}$) и промежуток эмиттер-коллектор открытого транзистора VT1. К моменту времени t_2 (рис. 8.4, *б*) транзистор VT2 из-за понижения потенциала на его базе открывается, и начинается обратный лавинообразный процесс перехода транзистора VT2 в режим насыщения и запирания транзистора VT1.

Затем снова заряжается конденсатор $C_б$, и рассмотренные процессы повторяются. В результате работы мультивибратора на коллекторной нагрузке транзистора VT2 получается последовательность коротких прямоугольных импульсов, разделенных более длительными паузами. Изменяя время разряда конденсатора $C_б$ с помощью потенциометра $R_р$, можно регулировать частоту колебаний мультивибратора. Воздействовать на частоту колебаний мультивибратора можно также путем подачи на базу транзистора VT1 через конденсатор $C_у$ синхронизирующих импульсов отрицательной полярности $U_у$.

8.6. Ждущий мультивибратор

Кроме автоколебательного режима широко используется ждущий режим работы мультивибраторов. В ждущих мультивибраторах (их называют иногда *одновибраторами, одностабильными мультивибраторами*, или *кипп-реле*) колебательный процесс возникает только в результате воздействия внешнего (запускающего) импульса, причем после совершения одного цикла колебаний мультивибратор скачком возвращается в исходное состояние. Следующий цикл колебаний может вызвать новый запускающий импульс. Ждущие мультивибраторы в основном используются для формирования широких прямоугольных импульсов из более узких запускающих импульсов произвольной формы.

На рис. 8.5, *а* изображена схема транзисторного ждущего муль-

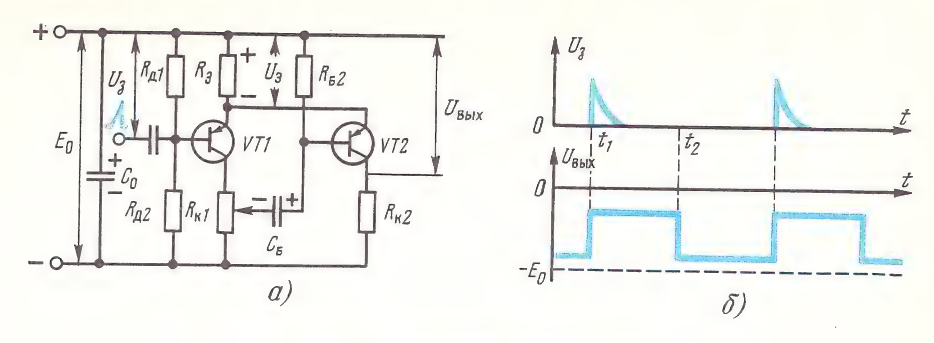


Рис. 8.5. Ждущий мультивибратор:
а — принципиальная схема; *б* — графики, поясняющие работу

тивибратора с эмиттерной обратной связью (через резистор $R_э$). Резисторы $R_{д1}$, $R_{д2}$, $R_э$ и $R_{б2}$ подобраны таким образом, что в исходном состоянии потенциал базы транзистора VT1 ниже потенциала эмиттера, т. е. транзистор VT1 открыт, а создаваемое током этого транзистора падение напряжения на резисторе $R_э$ является запирающим для транзистора VT2.

В таком состоянии (транзистор VT1 открыт, VT2 закрыт) мультивибратор может оставаться до тех пор, пока на базу транзистора VT1 не будет подан запускающий импульс $U_з$ положительной (относительно эмиттера) полярности, который переведет этот транзистор в запертое состояние. При запирании транзистора VT1 увеличивается отрицательный потенциал на его коллекторе, а следовательно, и на соединенной с ним через конденсатор $C_б$ базе транзистора VT2. Одновременно исчезает падение напряжения на резисторе $R_э$, удерживавшее транзистор VT2 в запертом состоянии.

В силу этих причин транзистор VT2 открывается и скачкообразно переходит в режим насыщения (момент времени t_1 на рис. 8.5, *б*). Протекающий через резистор $R_э$ ток транзистора VT2 создает на нем большее, чем в исходном состоянии, падение напряжения, которое удерживает в запертом состоянии транзистор VT1 даже после прекращения действия на его базе запускающего импульса. Далее медленно заряжается конденсатор $C_б$ от источника питания E_0 через резистор $R_э$, промежуток эмиттер-база транзистора VT2 и нижнюю (по схеме) часть потенциометра $R_{к1}$. По мере заряда конденсатора $C_б$ потенциал базы транзистора VT2 повышается, транзистор выходит из состояния насыщения, и его ток начинает уменьшаться. Это приводит к уменьшению падения напряжения на резисторе $R_э$ и отпиранию транзистора VT1. Появление тока транзистора VT1 вызывает понижение отрицательного потенциала на его коллекторе, что через конденсатор $C_б$ передается на базу транзистора VT2 и способствует дальнейшему уменьшению тока этого транзистора. В результате возникшего лавинообразного процесса к моменту времени t_2 (рис. 8.5, *б*) запирается транзистор VT2 и восстанавливается первоначальный режим работы тран-

зистора VT1, причем одновременно через промежуток эмиттер-коллектор транзистора VT1, резисторы $R_{б2}$, $R_э$ и верхнюю (по схеме) часть потенциометра $R_{к1}$ разряжается конденсатор $C_б$.

В результате мультивибратор возвращается в исходное состояние, которое сохраняется до прихода следующего запускающего импульса.

Длительность выходных прямоугольных импульсов $U_{вых}$, генерируемых ждущим мультивибратором, определяется постоянной времени цепи заряда конденсатора $C_б$ и может регулироваться потенциометром $R_{к1}$.

8.7. Триггеры

Триггеры, как и мультивибраторы, представляют собой двухкаскадные устройства, но, в отличие от ждущих мультивибраторов, имеют не одно, а два устойчивых состояния равновесия и под воздействием каждого внешнего запускающего импульса перебрасываются из одного состояния в другое.

На рис. 8.6, *а* показана схема симметричного триггера на транзисторах типа *р — n — р*.

Напряжение питания на эмиттеры транзисторов VT1 и VT2 подается через общий резистор автоматического смешения $R_э$, а на базы — через делители напряжения $R_{б1}$, R2, $R_{к2}$ и $R_{б2}$, R1, $R_{к1}$. Резисторы R1 и R2 являются элементами коллекторно-базовых положительных обратных связей.

После включения напряжения питания (как и в симметричном мультивибраторе) неминуемо возникает хотя бы незначительное различие в скорости увеличения токов транзисторов, что приводит к лавинообразному процессу перехода в режим насыщения одного из них, например VT1, и запирания другого, VT2. В отличие от симметричного мультивибратора, такое состояние является устой-

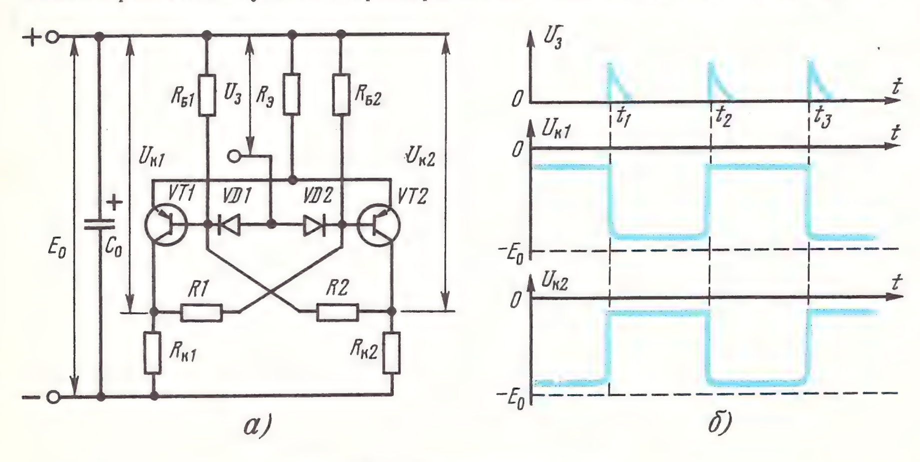


Рис. 8.6. Симметричный триггер:
а — принципиальная схема; *б* — графики, поясняющие работу

чивым (т. е. может сохраняться сколь угодно долго), так как из-за отсутствия конденсаторов в цепях коллекторно-базовых связей достигнутые потенциалы на базах транзисторов (положительный на базе VT2 и отрицательный на базе VT1) остаются неизменными. Для переключения триггера во второе устойчивое состояние необходимо с помощью внешнего запускающего импульса запереть открытый транзистор VT1. Тогда второй транзистор, VT2, автоматически перейдет в режим насыщения.

В качестве запускающего используется импульс положительной полярности $U_з$, который через разделительные диоды VD1 и VD2 подается одновременно на базы обоих транзисторов. Воздействие положительного (запирающего) импульса на базу запертого транзистора VT2 не отразится на состоянии триггера. Поступление же этого импульса на базу открытого транзистора VT1 вызовет уменьшение его коллекторного тока, понижение потенциала коллектора и связанной с ним через резистор R1 базы транзистора VT2. Одновременно уменьшится создававшееся током транзистора VT1 и удерживавшее транзистор VT2 в запертом состоянии падение напряжения на резисторе $R_э$. Транзистор VT2 открывается, потенциал его коллектора повышается, что через резистор R2 передается на базу транзистора VT1 и приводит к еще большему уменьшению его коллекторного тока, т. е. в триггере возникает лавинообразный процесс, в результате которого транзистор VT1 запирается, а транзистор VT2 переходит в режим насыщения (момент времени t_1 на рис. 8.6, *б*).

Новое устойчивое состояние будет сохраняться до поступления на базы транзисторов следующего положительного запускающего импульса (в момент времени t_2). Этот импульс вызовет запирание транзистора VT2 и отпирание транзистора VT1. Аналогичные процессы происходят при подаче последующих запускающих импульсов.

С коллекторных нагрузок $R_{к1}$ и $R_{к2}$ в каждом устойчивом состоянии симметричного триггера можно снимать прямоугольные импульсы противоположной полярности.

8.8. Несимметричный триггер

Кроме симметричных триггеров в импульсных устройствах часто применяются также несимметричные триггеры — *триггеры Шмитта*. На рис. 8.7, *а* показана схема такого триггера на двух транзисторах типа *p — n — p*.

В исходном состоянии транзистор VT2 открыт, и его эмиттерный ток создает на резисторе $R_э$ падение напряжения, удерживающее транзистор VT1 в запертом состоянии. При этом с помощью потенциометра $R_{б1}$ на базе транзистора VT1 установлено некоторое исходное отрицательное смещение $U_{б1} = U_0$ (рис. 8.7, *б*).

Если теперь понизить смещение $U_{б1}$ до значения U_1 (переместив движок потенциометра $R_{б1}$ вниз), то транзистор VT1 откроется, по-

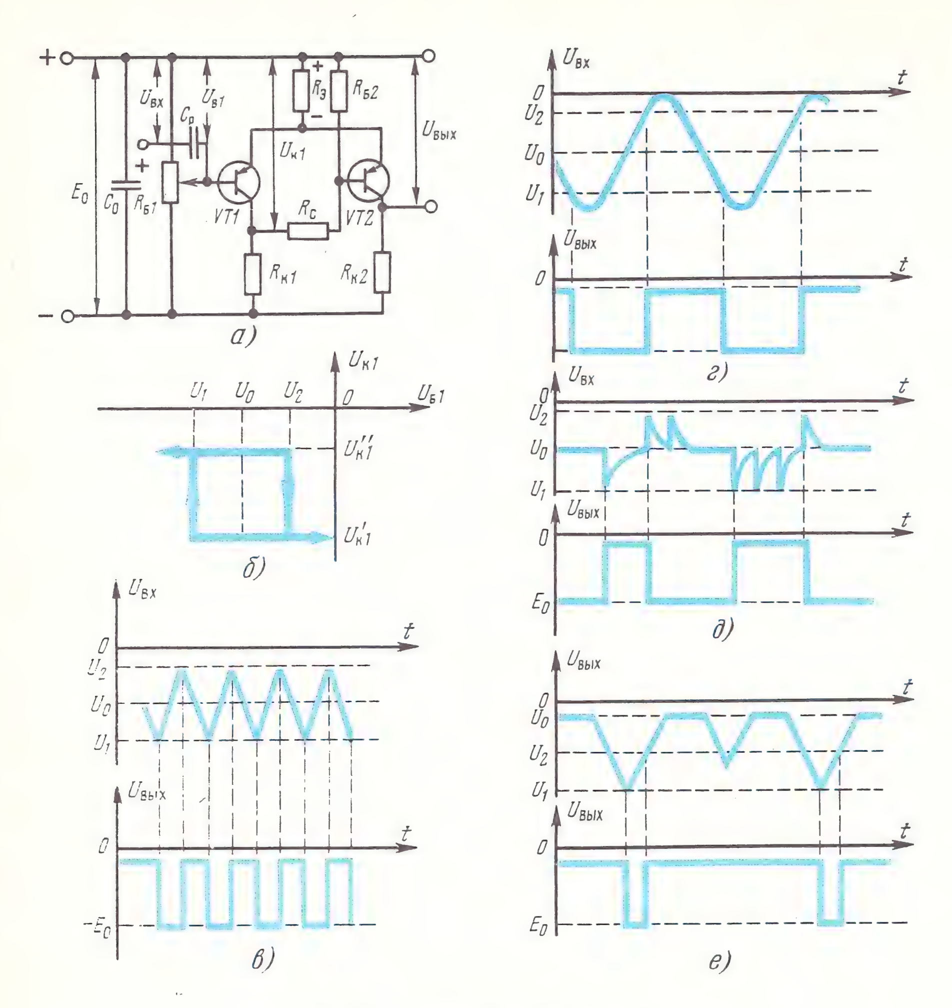


Рис. 8.7. Несимметричный триггер:
а — принципиальная схема; *б* — характеристика триггера; *в, г, д, е* — графики, поясняющие работу

тенциал его коллектора повысится от значения $U'_{к1}$ до $U''_{к1}$, что через резистор связи $R_с$ будет передано на базу транзистора VT2 и вызовет его запирание. Таким образом, триггер перебросится во второе устойчивое состояние, при котором транзистор VT1 будет открыт, а VT2 закрыт.

Для возврата триггера в исходное состояние необходимо повысить смещение на базе транзистора VT1, но не до U_0, а до несколько большего значения — U_2. При таком смещении транзистор VT1 закроется, потенциал его коллектора понизится до значения

$U'_{к1}$, а транзистор VT2 откроется. Из рис. 8.7, *б* видно, что характеристика триггера Шмитта (зависимость $U_{к1}$ от изменения $U_{б1}$) подобна петле гистерезиса. Это свойство триггера позволяет использовать его в качестве электронного реле уровня (*порогового устройства*), способного фиксировать момент достижения входным импульсом определенного отрицательного или положительного значения (рис. 8.7, *в*). С помощью триггера Шмитта можно преобразовывать поступающее на вход синусоидальное напряжение в последовательность прямоугольных импульсов (рис. 8.7, *г*). При подаче на вход разнополярных импульсов (рис. 8.7, *д*) триггер будет фиксировать (запоминать) полярность первого из серии входных импульсов, вызвавшего его срабатывание. Если начальное смещение U_0 выбрать не в середине, а вне петли гистерезиса (рис. 8.7, *е*), то триггер работает как сравнивающее устройство (амплитудный дискриминатор).

8.9. Получение пилообразных и пилообразно-импульсных колебаний

Пилообразные колебания можно получить с помощью ключевого устройства, показанного на рис. 8.8, *а*. Пока ключ *К* разомкнут, заряжается конденсатор C через резистор R от источника питания E_0 по экспоненциальному закону. При замкнутом ключе конденсатор по такому же закону разряжается через внутреннее сопротивление ключа $R_к$. Замкнутое состояние ключа обеспечивается воздействием на него коротких прямоугольных положительных управляющих импульсов $U_у$ (рис. 8.8, *б*). В промежутках между ними (интервал времени t_1—t_2) ключ разомкнут. Для получения импульсов пилообразной формы (рис. 8.8, *в*) с достаточно линейным фронтом (участком прямого хода) постоянная времени цепи разряда конденсатора $\tau_р = CR_к$ должна быть во много раз меньше постоянной времени цепи его заряда $\tau_з = CR$, т. е. следует брать $R_к \geqslant R$,

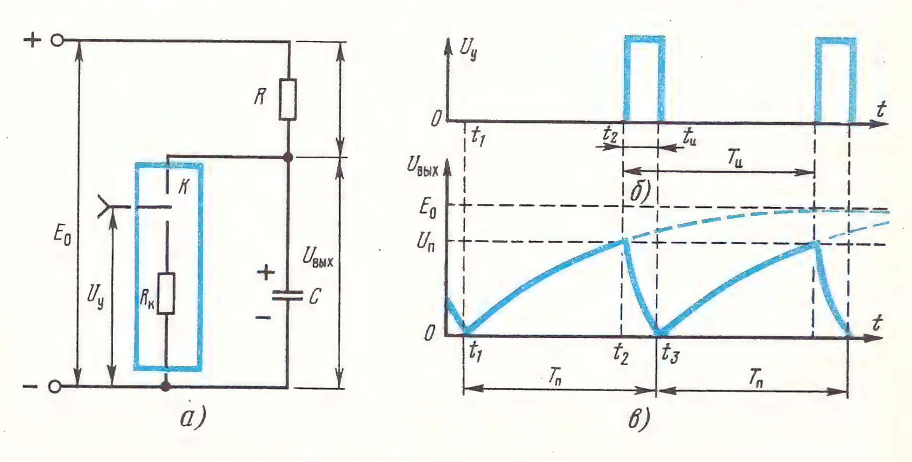


Рис. 8.8. Ключевое устройство:
а — схема; *б* — управляющие импульсы; *в* — пилообразное напряжение

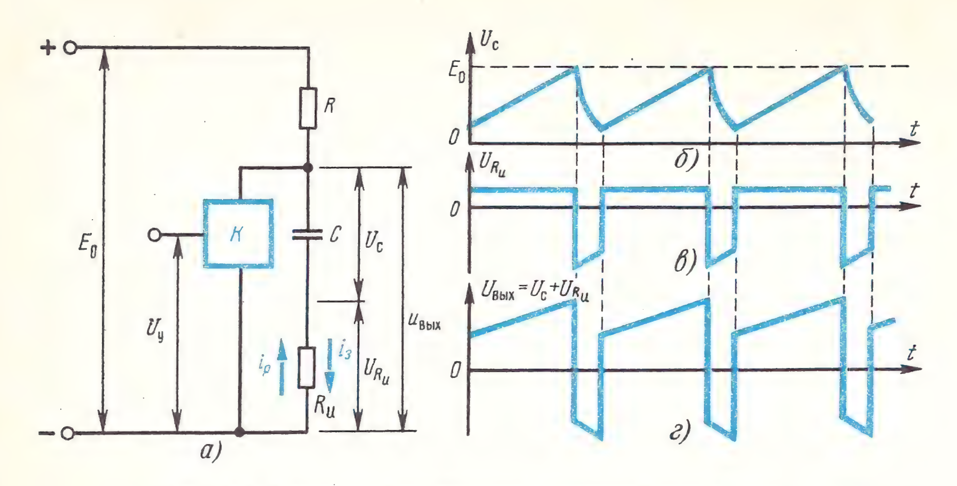


Рис. 8.9. Получение пилообразно-импульсного напряжения:
а — ключевое устройство; *б* — напряжение на конденсаторе; *в* — напряжение на резисторе; *г* — выходное напряжение

а период следования управляющих импульсов $T_и$ должен выбираться из условия использования для формирования фронта пилообразных импульсов лишь начального участка экспоненциальной кривой ($U_п < E_0$), на котором она практически линейна.

Длительность управляющих импульсов $t_и$ должна соответствовать длительности среза пилообразных импульсов (интервал t_2—t_3). Полученные на выходе ключевого устройства пилообразные импульсы следуют с частотой, равной частоте следования управляющих импульсов, так как $T_п = T_и$.

Если последовательно с конденсатором С включить дополнительный резистор $R_и$, то на выходе ключевого устройства образуются пилообразно-импульсные колебания (рис. 8.9). Действительно, во время заряда конденсатора С через резистор $R_и$ протекает ток $i_з$ (почти постоянный в пределах начального участка экспоненты), который создает на этом резисторе некоторое положительное падение напряжения. Разрядный ток конденсатора $i_р$ также протекает через резистор $R_и$, но в противоположном направлении, а следовательно, падение напряжения на нем будет иметь противоположную (отрицательную) полярность. Таким образом, на резисторе $R_и$ образуется импульсное напряжение $U_{R_и}$ (рис. 8.9, *в*). Его отрицательная часть больше положительной, так как разряд конденсатора С происходит быстрее, чем заряд, и, следовательно, $i_р \gg i_з$. Выходное напряжение $U_{вых}$ является суммой напряжений пилообразного $U_с$ (рис. 8.9, *б*) и импульсного $U_{R_и}$, т. е. имеет пилообразно-импульсную форму (рис. 8.9, *г*). В качестве ключей в рассмотренных устройствах могут быть использованы усилительные лампы, транзисторы, другие приборы (например, тиристоры). Их запертое состояние соответствует разомкнутому ключу, а открытое (как правило,— до насыщения) — замкнутому.

Обычно при формировании пилообразных (или пилообразно-импульсных) напряжений функции генератора прямоугольных управляющих импульсов и ключевого устройства объединяются в одном каскаде. Ниже рассматриваются также генераторы, применяемые в качестве задающих генераторов развертывающих устройств некоторых телевизионных приемников.

8.10. Тиратронный генератор

Схема тиратронного генератора показана на рис. 8.10. Он собран на газоразрядном приборе — тиратроне ТХ4Б1 — с холодным катодом и двумя сетками. Первая сетка *ПС* используется для образования тока подготовки, а вторая *УС* является управляющей. В промежутке первая сетка — катод из-за имеющегося там небольшого тока (тока подготовки) создается подготовительный газовый разряд. Для образования газового разряда на всем участке анод-катод тиратрона, т. е. для зажигания тиратрона, на его анод и управляющую сетку необходимо подать определенные положительные напряжения. Если конденсатор С2 разряжен, то напряжение на аноде тиратрона отсутствует и он заперт. По мере заряда конденсатора от источника питания E_0 через резистор R7 потенциал анода повышается. Когда напряжение на конденсаторе С2 достигает некоторого значения $U_{заж}$ (рис. 8.10, *б*), тиратрон зажигается, сопротивление промежутка анод — катод резко падает и конденсатор С2 быстро разряжается через тиратрон. Это приводит к понижению потенциала анода. При некотором его значении $U_{пог}$ ($U_{пог} < U_{заж}$) тиратрон гаснет, и снова начинается заряд конденсатора С2. Таким образом, на выходе генератора получается пилообразное напряжение. Момент зажигания тиратрона зависит от потенциала управляющей сетки: чем больше этот потенциал, тем при меньшем потенциале на аноде происходит зажигание тиратрона. Это значит, что, изменяя потенциал управляющей сетки с помощью потенциометра R2 (рис. 8.10, *а*), можно регулировать частоту (пе-

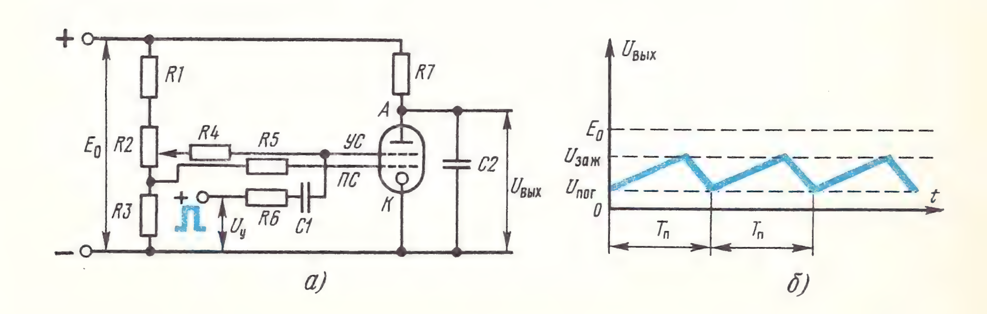


Рис. 8.10. Тиратронный генератор:
а — принципиальная схема; *б* — форма выходного напряжения

риод $T_п$) пилообразного напряжения. Воздействовать на частоту колебаний генератора можно также путем подачи на управляющую сетку синхронизирующих импульсов положительной полярности. Если последовательно с конденсатором С2 включить резистор $R_и$ (см. рис. 8.9), то выходное напряжение примет пилообразно-импульсную форму.

8.11. Синусоидальный генератор

Другая схема генератора пилообразно-импульсного напряжения — лампового *синусоидального генератора* с зарядно-разрядной цепью — показана на рис. 8.11, *а*. Синусоидальные колебания с частотой $f_к$ создаются гетеродином, собранным по схеме емкостной трехточки (L1C3C4) на триодном участке пентода, где роль анода выполняет экранная сетка. Напряжение смещения на управляющей сетке E_c образуется от сеточного тока лампы. Элементами смещения являются разделительный конденсатор С2 и резистор утечки сетки R3. Рабочая точка на анодно-сеточной характеристике пентода располагается левее точки отсечки анодного тока, а амплитуда генерируемых синусоидальных колебаний устанавливается такой, чтобы они заходили в область появления сеточного тока и ограничивались (рис. 8.11, *б*). В результате анодный ток лампы $I_а$ приобретает форму последовательности прямоугольных импульсов, и лампа работает как ключевое устройство. На выходе генератора получается пилообразно-импульсное напряжение (см. рис. 8.9, *г*). Частоту синусоидальных колебаний (а следовательно, и пилообразно-импульсного напряжения) можно регулировать, изменяя индуктивность катушки L1 с помощью ее сердечника. Кроме того, параллельно контуру гетеродина подключен реактивный каскад, собранный на триоде Л1. Переменные составляющие анодного напряжения и анодного тока этой лампы сдвинуты по фазе на угол, близкий к 90°, т. е. внутреннее сопротивление лампы имеет реак-

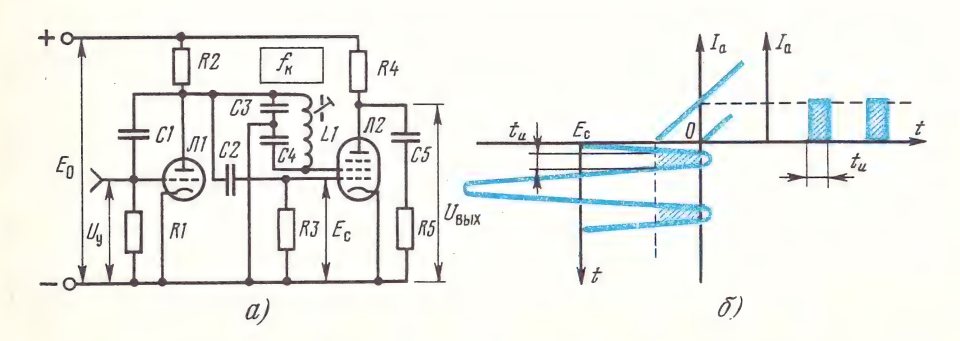


Рис. 8.11. Синусоидальный генератор:
а — принципиальная схема; *б* — формирование прямоугольных импульсов

тивный (емкостный или индуктивный) характер. Такой фазовый сдвиг достигается включением между анодной и сеточной цепями фазосдвигающей цепочки R1C1.

Если емкостное сопротивление конденсатора C1 во много раз больше сопротивления резистора R1 ($X_{c1}=1/2\,\pi f_к C1 \gg R1$), то поступающее в цепь сетки лампы через конденсатор C1 синусоидальное напряжение гетеродина и анодный ток лампы (который всегда синфазен с напряжением на сетке) будут опережать по фазе на угол, близкий к 90°, синусоидальное напряжение, действующее между анодом и катодом. Это значит, что реактивный каскад будет вносить в контур гетеродина некоторое дополнительное емкостное сопротивление. Оно определяется напряжением смещения на сетке реактивной лампы $U_у$. Таким образом, изменением напряжения $U_у$, которое обычно вырабатывается специальным устройством автоматической подстройки, можно управлять частотой синусоидального генератора.

8.12. Фантастронный генератор

Фантастронный генератор, схема которого показана на рис. 8.12, *а*, служит для получения линейно-падающего пилообразно-импульсного напряжения. Он представляет собой двухкаскадный усилитель, собранный на транзисторах разного типа проводимости, с положительной обратной связью между каскадами.

В этой схеме емкость C_3 выбирается примерно в 10 раз больше емкости C_4, а сопротивление R_4 более чем в 50 раз превышает сопротивления R_5 и R_6.

Рассмотрение работы генератора удобно начать с момента времени t_1 (рис. 8.12, *б*), когда оба транзистора открыты и через

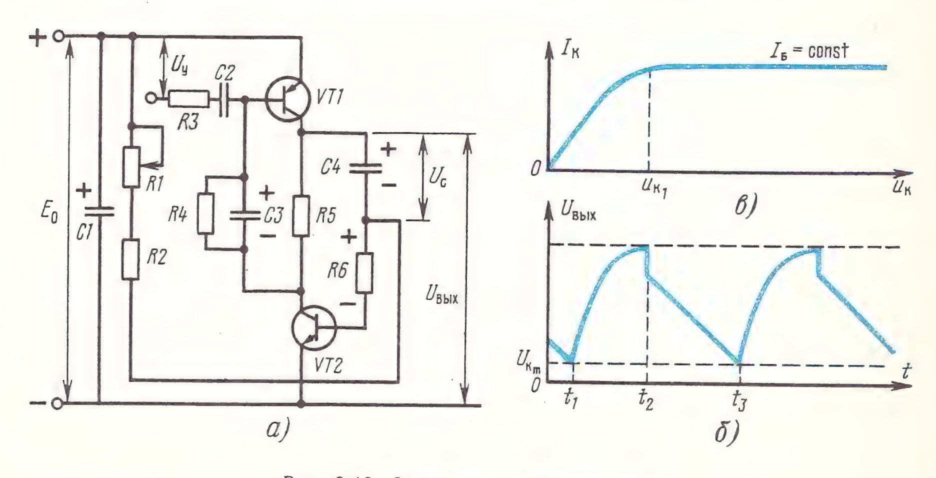


Рис. 8.12. Фантастронный генератор
а — принципиальная схема; *б* — форма выходного напряжения; *в* — выходная характеристика транзистора

них от источника питания E_0 начинают заряжаться конденсаторы C3 и C4.

В процессе заряда (по экспоненциальному закону) этих конденсаторов повышаются положительные потенциалы на коллекторе и базе транзистора VT1.

В момент времени t_2 этот транзистор запирается, а транзистор VT2 остается открытым, так как к его коллектору через резистор R5 приложен положительный потенциал от конденсатора C4, а ток базы обеспечивается постоянным напряжением смещения, поступающим от источника питания через резисторы R1, R2 и R6.

До момента времени t_2, т. е. пока конденсатор C4 заряжался, выходное напряжение $U_{вых}$ имело экспоненциальный характер (рис. 8.12, *б*) и определялось суммой напряжений на конденсаторе C4, резисторе R6 и внутреннем сопротивлении промежутка база — эмиттер транзистора VT2. Когда транзистор VT1 закрылся и заряд конденсатора C4 прекратился, падение напряжения на резисторе R6 резко уменьшилось. Этим объясняется скачкообразное изменение напряжения $U_{вых}$ в момент времени t_2. Далее в течение промежутка времени t_2—t_3 формируется линейно-падающий участок пилообразного напряжения током разряда конденсатора C4 через резистор R5 и открытый транзистор VT2. Закон разряда конденсатора будет строго линейным, а не экспоненциальным, так как, несмотря на уменьшение напряжения U_c, ток разряда (определяемый током коллектора транзистора VT2) будет оставаться постоянным. Это обусловлено свойствами транзистора, которые поясняются приведенной на рис. 8.12, *в* его выходной характеристикой: при некотором постоянном токе базы ($I_б$=const) уменьшение напряжения на коллекторе $U_к$ в широких пределах (до значения $U_{к1}$) не изменяет коллекторный ток $I_к$.

Когда напряжение U_c уменьшается до значения $U_{к1}$ и линейный закон разряда конденсатора C4 должен нарушиться, открывается транзистор VT1, так как к этому моменту времени t_3 положительный потенциал его базы понижается из-за разряда конденсатора C3 через резистор R4. После этого вновь начинается заряд конденсаторов C3 и C4, т. е. рассмотренные процессы повторяются.

Частоту колебаний генератора можно регулировать изменением постоянного напряжения на базе транзистора VT2 с помощью потенциометра R1. При этом изменяются ток базы транзистора VT2 и скорость протекания через него тока разряда конденсатора C4. Воздействовать на частоту колебаний генератора можно также путем подачи на базу транзистора VT1 (через разделительную цепочку R3C2) синхронизирующих импульсов отрицательной полярности.

8.13. Генератор треугольных импульсов

При интегральном исполнении задающих генераторов строчной развертки находят применение малоинерционные *генераторы треугольных импульсов*. Упрощенная функциональная схема такого ге-

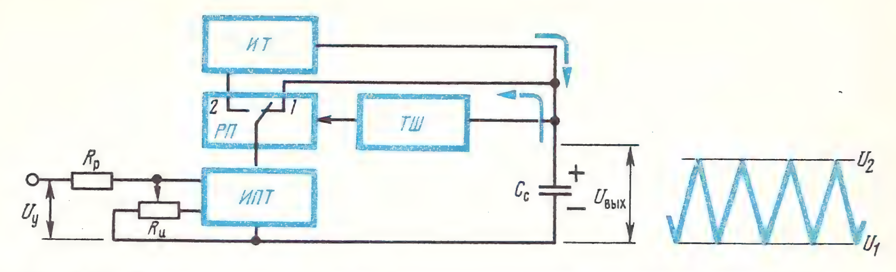


Рис. 8.13. Функциональная схема малоинерционного генератора треугольных импульсов

нератора приведена на рис. 8.13. На ней обозначено: ИПТ — источник постоянного тока; *ИТ* — инвертор тока; *РП* — реверсивный переключатель; *ТШ* — триггер Шмитта.

С помощью реверсивного переключателя, управляемого триггером Шмитта, конденсатор $C_г$ подключается к источнику постоянного тока либо через инвертор тока (при заряде), либо непосредственно (при разряде).

Пусть, например, конденсатор $C_г$ заряжен до напряжения U_2, а триггер находится в одном из устойчивых состояний, при котором реверсивный переключатель переброшен в положение *1*. Это значит, что включена цепь разряда конденсатора $C_г$ через источник постоянного тока. Когда напряжение на конденсаторе из-за его разряда понизится до значения U_1, сработает триггер (см. § 8.8) и перебросит реверсивный переключатель в положение *2*. Конденсатор $C_г$ начнет заряжаться от источника *ИПТ* через инвертор *ИТ*, который изменит на противоположное (инвертирует) направление тока в цепи. По достижении напряжения заряда U_2 вновь сработает триггер, перебросит реверсивный переключатель в положение *1*, и начнется разряд конденсатора $C_г$. Далее процесс повторяется.

Важным достоинством рассмотренного генератора является линейный (а не экспоненциальный) закон изменения выходного напряжения $U_{вых}$, так как благодаря наличию ИПТ в процессе заряда и разряда конденсатора $C_г$ его ток поддерживается неизменным. Кроме того, элементы генератора подобраны таким образом, что зарядный и разрядный токи равны друг другу. Поэтому выходное напряжение представляет собой последовательность треугольных импульсов с одинаковыми и линейными фронтами и срезами.

Частота колебаний генератора зависит от тока ИПТ: чем больше ток, тем круче становятся фронты и срезы импульсов и наоборот. Размах импульсов при этом остается неизменным. Регулировать частоту колебаний можно вручную с помощью потенциометра $R_и$ или автоматически, путем подачи на ИПТ соответствующего регулирующего напряжения $U_у$.

Следует отметить, что для реализации генератора требуется около 25 транзисторов. Однако при интегральном исполнении это условие не вызывает существенных трудностей.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему генератор, изображенный на схеме рис. 8.1, называется релаксационным?
2. Объясните работу мультивибратора, изображенного на рис. 8.4.
3. В чем состоят особенности принципа работы ждущего мультивибратора?
4. Как работает ждущий мультивибратор, схема которого изображена на рис. 8.5?
5. Поясните действие триггера Шмитта.
6. Объясните принцип получения пилообразного напряжения с помощью ключевого устройства, изображенного на рис. 8.8.
7. Как получается пилообразно-импульсное напряжение в ключевом устройстве?
8. Как формируется пилообразно-импульсное напряжение в синусоидальном генераторе?
9. Объясните принцип работы реактивной радиолампы.
10. В чем преимущества фантастронной схемы генератора?

Глава 9

СИНХРОНИЗАЦИЯ РАЗВЕРТЫВАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

9.1. Процесс синхронизации задающих генераторов

В качестве задающих генераторов развертывающих устройств используются рассмотренные в предыдущей главе импульсные генераторы, вырабатывающие в автоколебательном режиме напряжения пилообразной или пилообразно-импульсной формы, а также прямоугольные импульсные напряжения большой скважности. При разборе принципа работы каждого генератора указывалось, что частота его колебаний может изменяться вручную, с помощью соответствующего потенциометра, или путем воздействия внешних синхронизирующих импульсов. В задающих генераторах одновременно применяются оба способа управления частотой. Ручным регулятором (ручкой «частота строк» или «частота кадров» телевизора) выставляется частота собственных колебаний генератора, соответствующая частоте строчной или кадровой развертки.

Однако собственная частота не отличается стабильностью. С течением времени она становится несколько больше или несколько меньше установленного значения, что приводит к нарушению синхронности перемещения электронных лучей по экрану приемной трубки и фотомишени передающей трубки. Для обеспечения синхронизации на задающие генераторы развертывающих устройств передающих камер подаются ведущие, а телевизионных приемников — синхронизирующие импульсы. Последние выделяются из полного телевизионного сигнала в канале синхронизации приемника.

Поясним процесс синхронизации задающих генераторов на примере блокинг-генератора.

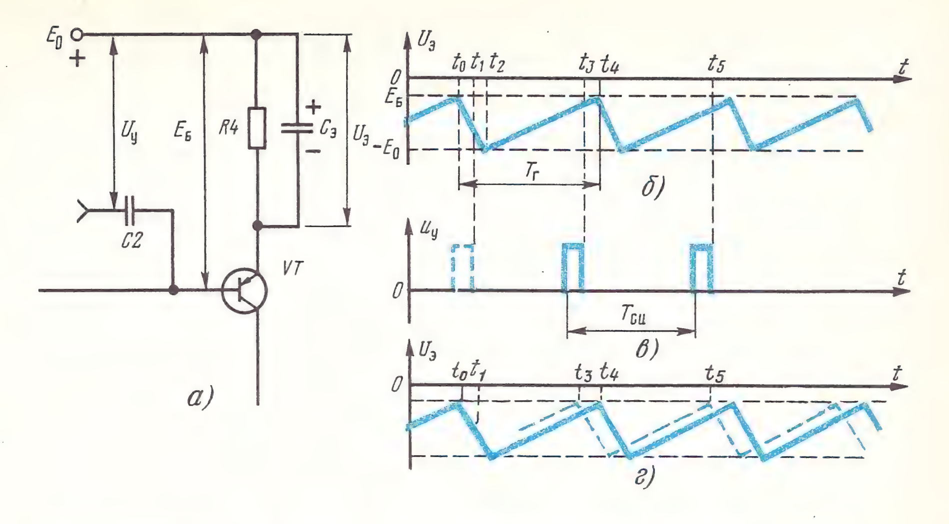


Рис. 9.1. Процесс синхронизации задающего генератора:
а — участок схемы блокинг-генератора; *б, в, г* — графики, поясняющие процесс синхронизации

На рис. 9.1, *а* воспроизведена часть схемы блокинг-генератора (полностью показана на рис. 8.1). В процессе собственных колебаний конденсатор $C_э$ периодически с периодом $T_г$ (рис. 9.1, *б*) быстро заряжается через открытый транзистор до напряжения $U_э \approx \approx -E_0$, а затем, когда транзистор закрыт, медленно разряжается через резистор R4 до напряжения $E_б$. Нарастающий участок изменения напряжения $U_э$ соответствует прямому ходу развертки, а спадающий — обратному. На базу транзистора подаются синхронизирующие импульсы $U_у$ отрицательной полярности, а значит, к эмиттеру они приложены в положительной полярности, как показано на рис. 9.1, *в*. Если момент прихода синхроимпульса совпадает с обратным ходом пилообразного напряжения $U_э$ (момент t_1), то синхронизации не произойдет, так как в это время транзистор открыт и синхроимпульс не окажет влияния на происходящие в генераторе процессы. Если же синхроимпульс поступит до окончания прямого хода (момент времени t_3), то он заставит транзистор открыться раньше, чем это должно произойти по закону собственных колебаний.

Аналогичное воздействие будут оказывать на генератор и последующие синхроимпульсы (рис. 9.1, *г*). Таким образом, колебания генератора будут совершаться не с собственной частотой, а с частотой следования синхроимпульсов, которая стабилизирована на телецентре. Для этого, естественно, необходимо, чтобы период собственных колебаний генератора $T_г$ был несколько больше периода следования синхроимпульсов $T_{с.и}$. Это значит, что частота собственных колебаний генератора должна устанавливаться несколько меньше частоты следования синхроимпульсов.

9.2. Помехозащищенность задающих генераторов

При чересстрочной развертке в состав сигнала синхронизации, наряду с импульсами строчной частоты, входят также импульсы (уравнивающие врезки), следующие с двойной строчной частотой (см. § 4.10).

На рис. 9.2 показан процесс синхронизации задающего генератора строчной развертки в этом случае. Строчные синхроимпульсы, отмеченные на рисунке стрелками, синхронизируют генератор, а следующие в промежутках между ними импульсы двойной строчной частоты, хотя и повышают напряжение на эмиттере транзистора, однако не способны вызвать «опрокидывание» блокинг-генератора и поэтому никакого влияния на его работу не оказывают.

Такое свойство генератора обеспечивает также его помехоустойчивость по отношению к случайным импульсам, попадающим в канал синхронизации в интервалах между строчными синхроимпульсами.

Однако если случайный импульс (помеха) имеет большую амплитуду или попадет на генератор с небольшим опережением момента прихода очередного синхроимпульса, то он может вызвать нарушение синхронизации.

Для уменьшения вероятности запуска генератора импульсами помех принимаются специальные меры. Одна из них — это применение в задающем генераторе строчной развертки «звенящего» контура (см. § 8.3). Другие меры будут рассмотрены ниже.

Помехоустойчивость задающего генератора кадровой развертки обеспечивается в основном тем, что кадровый синхроимпульс выделяется с помощью интегрирующей цепи, которая эффективно подавляет строчные синхроимпульсы, а также попавшие в канал синхронизации кратковременные импульсные помехи.

9.3. Канал синхронизации

Основное назначение канала синхронизации состоит в том, чтобы отделить синхронизирующие импульсы от полного телевизионного сигнала, разделить их на строчные и кадровые и сформировать управляющие импульсы или напряжения для непосредственного воздействия на задающие генераторы строчной и кадровой разверток.

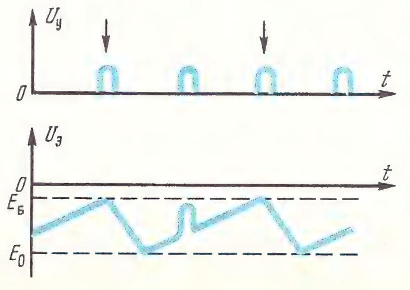


Рис. 9.2. К пояснению процесса синхронизации задающего генератора строчной развертки

Отделить синхроимпульсы от полного телевизионного сигнала можно в любой точке между видеодетектором и кинескопом. Чаще всего в телевизорах черно-белого изображения это делается на выходе оконечной ступени видеоусилителя, а в телевизорах цветного изображения — до канала яркости декодирующего устройства.

Канал синхронизации состоит из амплитудного селектора, разделительных фильтров и схем, обеспечивающих повышение помехоустойчивости синхронизации.

9.4. Амплитудный селектор

Амплитудный селектор служит для отделения синхронизирующих импульсов от полного телевизионного сигнала. На рис. 9.3, *а* показана схема однокаскадного амплитудного селектора, собранного на транзисторе типа *n — p — n*. На вход селектора поступает полный телевизионный сигнал положительной (негативной) полярности. При отсутствии входного сигнала $U_{вх}$ на базе транзистора с помощью делителя R1R2 создается небольшое положительное смещение.

Поступающий на вход положительный телевизионный сигнал открывает транзистор до насыщения. При этом постоянная составляющая тока базы заряжает конденсатор C1 до напряжения $U_с$, которое после прекращения действия синхроимпульса надежно закрывает транзистор (рис. 9.3, *б*).

В промежутках между синхроимпульсами конденсатор C1 разряжается через резисторы R1 и R2, но незначительно, так как постоянная времени разряда выбирается большой. Поэтому гасящие импульсы и сигнал изображения оказываются расположенными за линией отсечки базового тока и в коллекторную нагрузку $R_к$ не проходят. На нагрузке выделяются только синхроимпульсы (в отри-

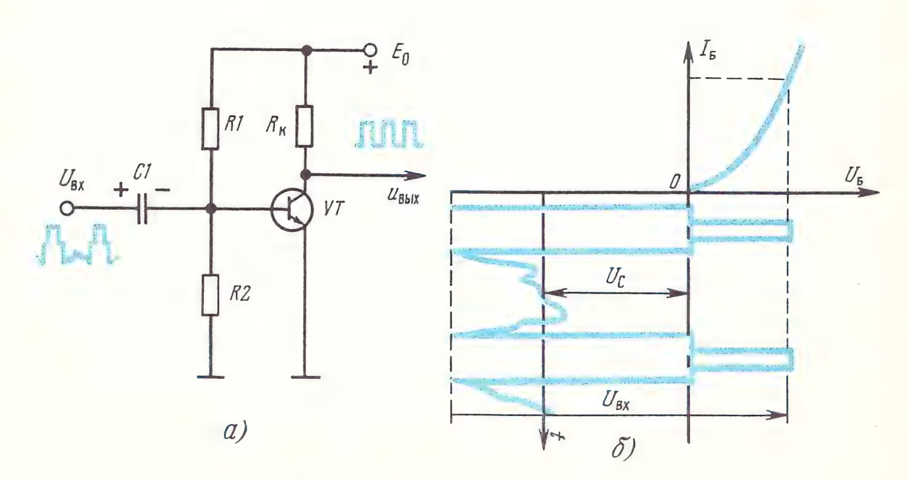


Рис. 9.3. Амплитудный селектор:
а — принципиальная схема; *б* — пояснение принципа работы

цательной полярности), во время действия которых транзистор открывается. Кроме отделения синхроимпульсов амплитудный селектор должен обеспечить их достаточную мощность на своем выходе. Поэтому в большинстве случаев он дополняется одним или несколькими усилительными каскадами.

9.5. Влияние импульсных помех на работу амплитудного селектора

Телевизионный сигнал, проходя от телецентра до телевизионного приемника, подвергается воздействию импульсных помех, которые сказываются как на качестве изображения, так и на синхронизации. Импульсные помехи, попадая вместе с сигналом изображения на управляющий электрод кинескопа, создают на изображении характерные точки и вспышки. Однако если при этом синхронизация не нарушена, то изображение смотреть можно даже при больших помехах. Если же помехи проникают в цепи синхронизации, то даже при их малом уровне происходит «выбивание» строк, вызывающее разрывы изображения в горизонтальном направлении, и смотреть его становится невозможно. Влияние помех на синхронизацию зависит от их амплитуды и длительности.

Если кратковременная импульсная помеха имеет амплитуду, соизмеримую с размахом синхроимпульсов (помеха *1* на рис. 9.4), то, вы-

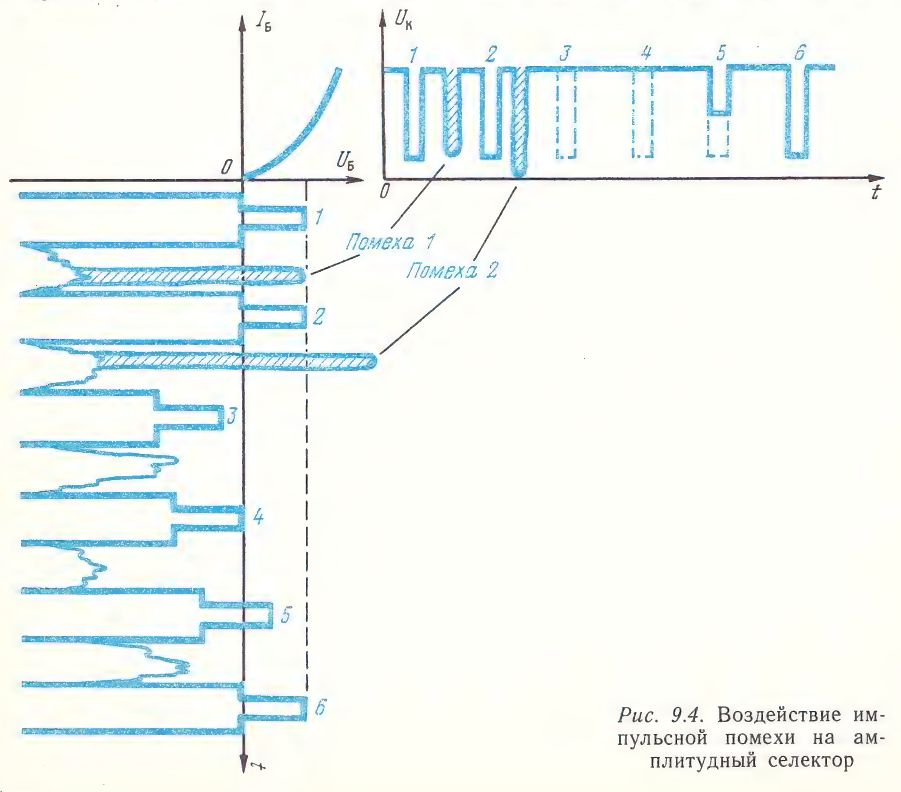


Рис. 9.4. Воздействие импульсной помехи на амплитудный селектор

деляясь вместе с синхроимпульсами на нагрузке амплитудного селектора и попадая на задающий генератор, она вызовет его ложное срабатывание.

Если уровень помехи превышает уровень синхроимпульсов (помеха *2* на рис. 9.4), то запирающее напряжение на конденсаторе C1 (см. рис. 9.3) значительно увеличится. В результате пока конденсатор не разрядится до напряжения U_c, несколько строчных синхроимпульсов (*3*, *4* на рис. 9.4) не пройдут в коллекторную цепь селектора, что вызовет нарушение синхронизации.

9.6. Помехозащищенные амплитудные селекторы

Для уменьшения влияния импульсных помех в цепь базы транзистора амплитудного селектора включается дополнительная цепочка $R_пC_п$ (рис. 9.5) с постоянной времени, значительно меньшей постоянной времени цепи C1R1R2. Обычно постоянная времени цепочки $R_пC_п$ берется 12...30 мкс.

С появлением кратковременного интенсивного импульса помехи ток базы заряжает конденсаторы C1 и $C_п$, причем в основном заряжается конденсатор меньшей емкости, т. е. $C_п$. Конденсатор C1 успевает зарядиться за время действия помехи лишь незначительно, а это значит, что смещение, определяющее режим работы транзистора, почти не изменится. После прекращения действия помехи конденсатор $C_п$ быстро разрядится через резистор $R_п$, благодаря чему число «выпадающих» синхроимпульсов значительно уменьшится.

Для получения более эффективного подавления импульсных помех схемы амплитудных селекторов усложняются.

На рис. 9.6, *а* приведена схема четырехтранзисторного амплитудного селектора синхроимпульсов с защитой от импульсных помех. Такая схема обычно используется при интегральном исполнении амплитудных селекторов.

В этой схеме амплитудный селектор собран на транзисторах VT1, VT2, VT3 типа $n-p-n$, а на транзисторе VT4 (типа $p-n-p$) — усилитель синхроимпульсов.

Резистор $R_р$ выполняет разделительные функции. Конденсаторы C1 и C3 предназначены для получения напряжения автоматического смещения на базах транзисторов VT3 и VT1 соответственно ($C_1 \approx C_3$).

Резистор $R_{б3}$ имеет большое сопротивление (единицы мегом) и

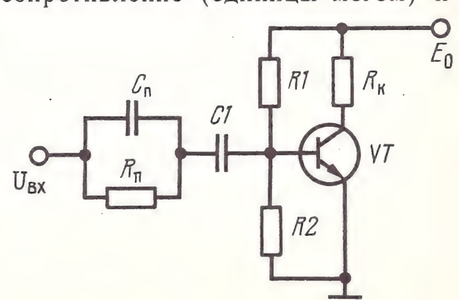


Рис. 9.5. Помехозащищенный амплитудный селектор

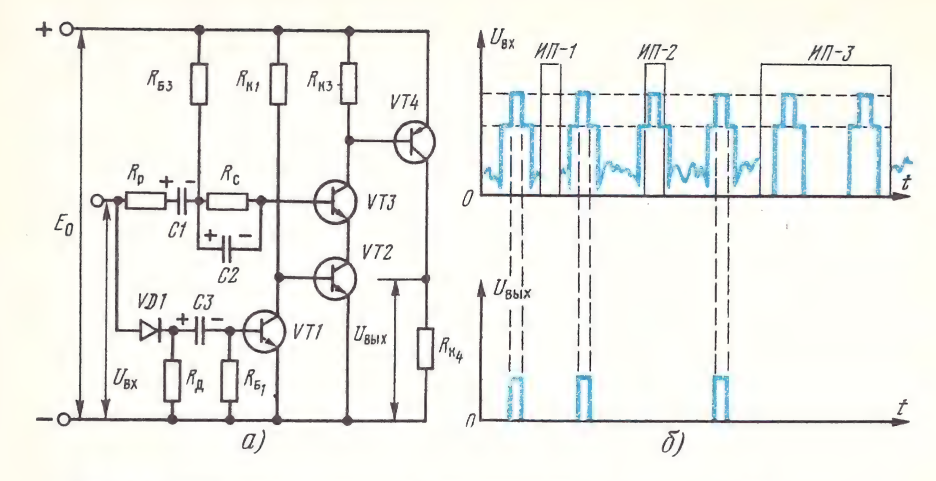


Рис. 9.6. Четырехтранзисторный помехоустойчивый амплитудный селектор: *а* — принципиальная схема; *б* — графики, поясняющие работу

служит для подачи на базу транзистора VT3 начального (около 0,05 В) отпирающего потенциала, который способствует повышению чувствительности селектора.

Резистор $R_с$ и конденсатор C2 образуют помехоподавляющую цепочку ($C_2 \ll C_1$; $R_с \ll R_{б3}$).

Через резистор $R_{к1}$ подается положительный потенциал на коллектор транзистора VT1 и базу транзистора VT2.

Резистор $R_{к4}$ — коллекторная нагрузка транзистора VT4.

Диод VD1 совместно с резисторами $R_д$ (сопротивление сотни килоом), $R_{б1}$ и конденсатором C3 образует цепь выделения импульсной помехи.

При поступлении на вход селектора полного телевизионного сигнала ($U_{вх}$ на рис. 9.6, *б*) конденсатор C3 заряжается до уровня строчных синхроимпульсов и в дальнейшем (если отсутствуют импульсные помехи) удерживает в запертом состоянии диод VD1 и транзистор VT1. В промежутках между синхроимпульсами конденсатор не успевает заметно разрядиться из-за большого сопротивления резистора $R_д$. Транзистор VT2 находится в открытом состоянии, так как к его базе через резистор $R_{к1}$ приложено положительное относительно эмиттера напряжение. Транзистор VT3 работает в режиме амплитудного селектора. В промежутках между синхроимпульсами он закрыт большим отрицательным напряжением на базе, которое создается заряженным почти до уровня гасящих импульсов конденсатором C1. При этом транзистор VT4 также закрыт (поскольку разность потенциалов между его эмиттером и базой равна нулю) и на выходе селектора напряжение отсутствует. Во время действия синхроимпульсов положительной полярности транзистор VT3 открывается, потенциал его коллектора понижается, что при-

водит к отпиранию транзистора VT4 и появлению на выходе положительных импульсов ($U_{вых}$ на рис. 9.6, *б*).

Пока транзистор VT3 открыт, конденсатор C2 заряжается до уровня синхроимпульсов, а после прекращения их действия быстро разряжается через резистор R_c.

Если в поступающем на вход сигнале имеется импульсная помеха, превышающая уровень синхроимпульсов (ИП-1 на рис. 9.6, *б*), то открывается транзистор VT1 и своим внутренним сопротивлением шунтирует промежуток база — эмиттер транзистора VT2, т. е. закрывает его. При этом также закрывается транзистор VT3, эмиттерная цепь которого оказывается оторванной от отрицательной клеммы источника питания, а следовательно, закрывается и транзистор VT4.

Таким образом, исключается возможность появления на выходе селектора «ложного» импульса. После прекращения действия импульсной помехи транзистор VT1 вновь запирается, а транзистор VT2 открывается, и нормальная работа амплитудного селектора быстро восстанавливается. Если импульсная помеха совпадает по времени с синхроимпульсом или перекрывает несколько строчных интервалов (ИП-2, ИП-3 на рис. 9.6, *б*), то отдельные строчные синхроимпульсы на выходе амплитудного селектора будут отсутствовать. Однако это существенно не скажется на синхронизации, поскольку сразу же после прекращения действия помехи на задающий генератор поступят нормальные синхроимпульсы.

9.7. Разделение импульсов синхронизации

Сигнал синхронизации, выделяемый на нагрузке амплитудного селектора, в основном состоит из строчных синхроимпульсов и лишь на небольших участках, соответствующих передаче уравнивающих и кадровых синхронизирующих импульсов каждого полукадра, между строчными синхроимпульсами размещаются импульсы двойной строчной частоты. Как было показано в § 9.2, эти импульсы не оказывают влияния на работу задающего генератора строчной развертки. Поэтому для синхронизации задающего генератора строчной развертки используется полный сигнал синхронизации, а задача разделения импульсов синхронизации сводится к выделению из полного сигнала синхронизации кадровых синхроимпульсов. Это осуществляется с помощью интегрирующих цепей, имеющих сравнительно большую постоянную времени (см. § 4.10).

Интегрирующие цепи, предназначенные для выделения кадровых синхроимпульсов, должны надежно подавлять строчные синхроимпульсы, импульсы двойной строчной частоты и кратковременные импульсные помехи, а выделенные ими кадровые синхроимпульсы должны иметь крутой фронт. Первое требование объясняется тем, что работа задающего генератора кадровой развертки должна управляться только импульсами кадровой синхронизации. Попадание на генератор строчных синхроимпульсов может нарушить частоту его

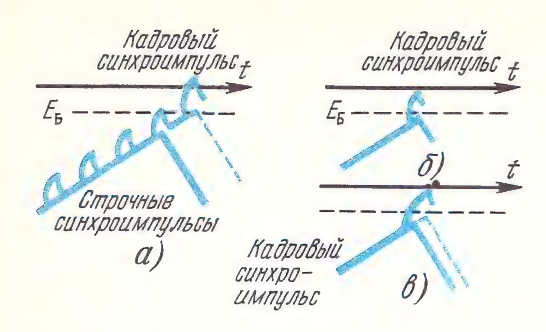


Рис. 9.7. К пояснению синхронизации задающего генератора кадровой развертки

колебаний и, следовательно, устойчивость изображения по вертикали (рис. 9.7, *а*).

Второе требование продиктовано необходимостью обеспечения точной чересстрочной развертки, так как при крутом фронте импульса более точно фиксируется момент срабатывания генератора (рис. 9.7, *б*), чем при пологом (рис. 9.7,*в*).

Для более полного удовлетворения этим требованиям применяется метод двухзвенного интегрирования или двухзвенного интегрирования с последующим дифференцированием, как показано на рис. 9.8. Здесь R1C1 и R2C2 — интегрирующие цепи, а C3R3 — дифференцирующая.

В результате двухзвенного интегрирования получается импульс кадровой синхронизации с более крутым фронтом, чем при однозвенном, а строчные синхроимпульсы и другие кратковременные импульсы почти полностью подавляются. На выходе дифференцирующей цепи получается импульс кадровой синхронизации отрицательной полярности с еще более крутым фронтом, который соответствует срезу входного синхроимпульса.

9.8. Система инерционной синхронизации

Рассмотренные в предыдущих параграфах способы синхронизации задающих генераторов называются *импульсными*, так как они осуществляются отдельными синхронизирующими импульсами. При этом кратковременные импульсные помехи вызывают нарушение синхронизации.

Использование *метода интегрирования* для выделения кадровых синхроимпульсов обеспечивает надежную защиту задающего гене-

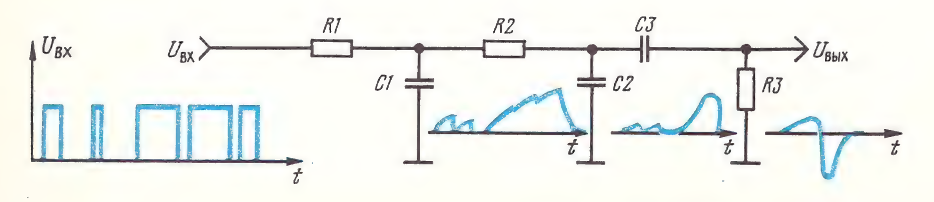


Рис. 9.8. Двухзвенное интегрирование с последующим дифференцированием

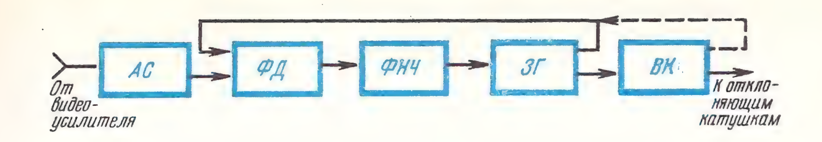


Рис. 9.9 Структурная схема системы АПЧ и Ф

ратора кадровой развертки от воздействия кратковременных импульсных помех. Задающий генератор строчной развертки такой защиты не имеет.

Поэтому для синхронизации задающих генераторов строчной развертки широко применяются инерционные системы автоматической подстройки их частоты и фазы, называемые *системами АПЧ и Ф*.

На рис. 9.9 показана структурная схема такой системы.

Выделенный амплитудным селектором *АС*, сигнал синхронизации подается на один вход фазового детектора *ФД*. На второй его вход подается пилообразное напряжение от задающего генератора *ЗГ* или выходного каскада *ВК* строчной развертки. Фазовый детектор вырабатывает постоянное управляющее напряжение определенной амплитуды и знака, пропорциональное расхождению фаз входных сигналов.

Если частоты следования синхроимпульсов и собственных колебаний генератора совпадают, то регулирующее напряжение на выходе фазового детектора равно нулю. При изменении частоты задающего генератора (частота синхроимпульсов измениться не может — она стабильна) на выходе фазового детектора появляется регулирующее напряжение, которое возвращает частоту генератора *ЗГ* к исходному значению.

Если в промежутках между синхроимпульсами на фазовый детектор попадет случайный импульс помехи, то он вызовет ложное изменение регулирующего напряжения и, следовательно, нарушение синхронизации.

Поэтому регулирующее напряжение подается на задающий генератор через фильтр нижних частот *ФНЧ* с большой постоянной времени. Напряжение на выходе фильтра изменяется только при расхождении фаз между синхроимпульсами и собственными колебаниями генератора, а в случае воздействия кратковременных помех это напряжение измениться не успевает.

9.9. Система АПЧ и Ф с симметричным фазовым детектором

Схема такой системы АПЧ и Ф показана на рис. 9.10, *а*. В этой схеме транзистор VT1 — парафазный усилитель синхроимпульсов, который имеет две нагрузки: R1 в цепи коллектора и R2 в цепи эмиттера ($R_1 = R_2$). На этих элементах выделяются равные по величине, но разнополярные синхроимпульсы, которые через конден-

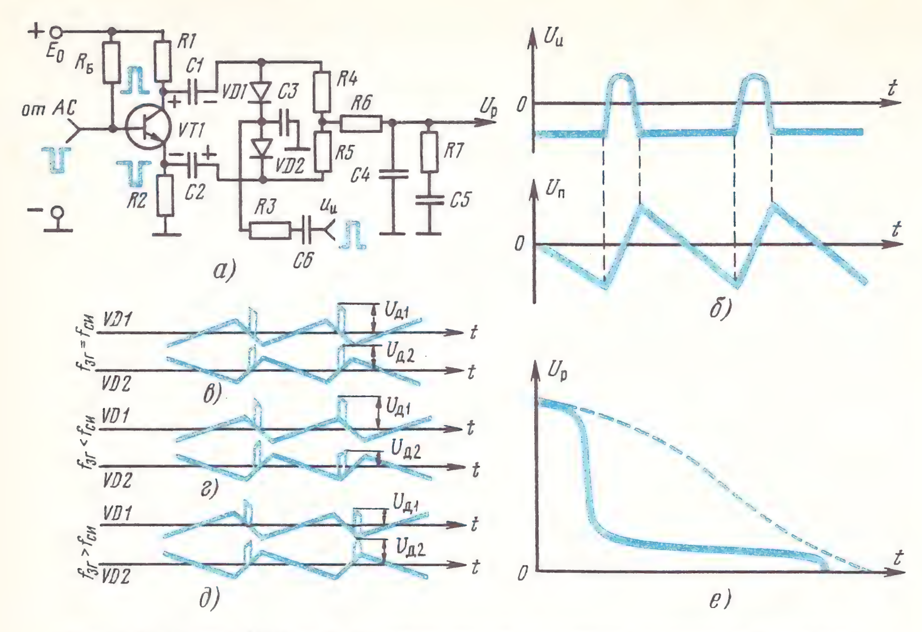


Рис. 9.10. Схема АПЧ и Ф с симметричным фазовым детектором и графики, поясняющие ее работу

саторы C1 и C2 подаются на диоды фазового детектора VD1 и VD2. Резисторы R4 и R5 являются нагрузками диодов. Емкости C1 и C2, сопротивления R4 и R5 и параметры диодов VD1 и VD2 должны быть одинаковыми. Элементы схемы R6, C4, R7, C5 образуют фильтр нижних частот. Во время действия синхроимпульсов до их амплитудного значения токами диодов VD1 и VD2 заряжаются конденсаторы C1 и C2 (полярность заряда показана на рисунке). В интервалах между синхроимпульсами конденсаторы разряжаются: C1 — по цепи R1→источник питания E_0→шасси→C4→R6→R4; C2 — по цепи R5→R6→C4→шасси→R2.

Отсюда видно, что оба тока разряда проходят через конденсатор фильтра нижних частот C4. В силу симметрии схемы фазового детектора они равны по величине и противоположны по направлению, поэтому конденсатор C4 не заряжается, т. е. напряжение на выходе системы равно нулю.

Кроме синхроимпульсов на диоды VD1 и VD2 (в точку их соединения) через разделительный конденсатор C6 поступают импульсы обратного хода строчной развертки $U_и$, которые с помощью интегрирующей цепочки R_3C_3 преобразуются в пилообразное напряжение $U_п$ (см. рис. 9.10, *б*).

Как видно из схемы, пилообразное напряжение прикладывается к диодам VD1 и VD2 в противоположной полярности, а синхроимпульсы — в одинаковой. Если частота колебаний задающего генератора соответствует частоте строчной развертки 15 625 Гц (что вы-

ставляется ручным регулятором генератора), то поступающие на фазовый детектор синхроимпульсы совпадают во времени с моментами прохождения пилообразного напряжения $U_п$ на участках обратного хода через нулевые значения (см. рис. 9.10, *в*). В этом случае регулирующее напряжение на выходе $U_р$ будет равно нулю (так как к диодам приложены только синхроимпульсы), и частота колебаний задающего генератора не изменяется.

Если частота задающего генератора уменьшится (период увеличится), то синхроимпульсы совпадут во времени с началом обратного хода пилообразного напряжения (рис. 9.10, *г*). В этом случае суммарное напряжение, приложенное к диоду VD1, окажется больше напряжения, приложенного к диоду VD2, вследствие чего на выходе появится положительное напряжение фазовой ошибки, которое будучи поданным на задающий генератор увеличит его частоту.

На рис. 9.10, *д* анализируется случай, когда частота строчного задающего генератора возросла, и поэтому синхроимпульсы приходятся на конец обратного хода пилообразного напряжения. Теперь к диоду VD2 приложено большее напряжение, чем к диоду VD1, и на выходе возникнет отрицательное по знаку напряжение ошибки, которое уменьшит частоту задающего генератора.

Фильтр нижних частот представляет собой интегрирующую цепочку R6C4, дополненную цепочкой R7C5, которая обеспечивает завал частотной характеристики ФНЧ в области верхних частот.

На рис. 9.10, *е* показана частотная характеристика фильтра. Пунктиром отмечено изменение ее формы в отсутствие цепочки R7C5. Фильтр эффективно подавляет переменные составляющие регулирующего напряжения на выходе (синхроимпульсы, пилообразное напряжение сравнения, импульсы помех). Однако он имеет довольно большую постоянную времени, что делает схему АПЧ и Ф инерционной, т. е. восстановление номинальной частоты задающего генератора происходит с некоторой задержкой.

9.10. Двухступенчатая система АПЧ и Ф

Упрощенная структурная схема такой системы показана на рис. 9.11.

Ее первая ступень состоит из фазового детектора *ФД-1*, с помощью которого сравниваются по частоте и фазе поступающие на него от амплитудного селектора *АС* строчные синхроимпульсы и напряжения треугольной формы, выработанные задающим генератором строчной развертки *ЗГ*. С выхода фазового детектора через *ФНЧ* регулирующее напряжение поступает на задающий генератор и корректирует частоту и фазу его колебаний. С задающего генератора напряжение треугольной формы поступает в формирователь строчных импульсов *ФСИ*, на выходе которого получаются прямоугольные импульсы определенной длительности, необходимые для управления транзисторным или тиристорным выходным каскадом строчной развертки *ВК*. При этом могут возникнуть отклонения по частоте и фазе между колебаниями задающего генератора и

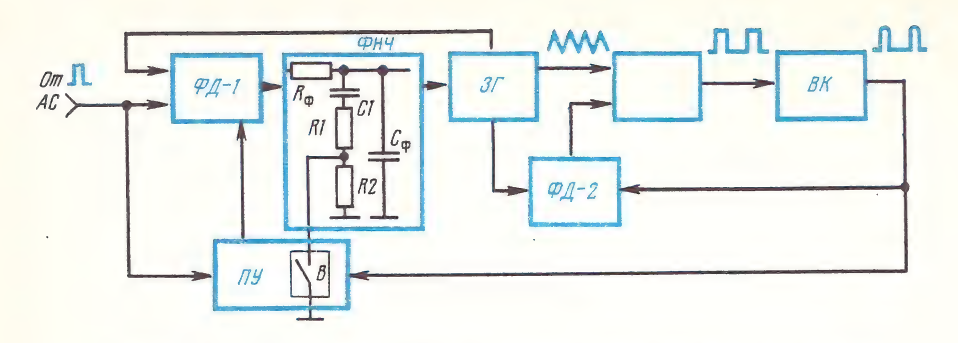


Рис. 9.11. Структурная схема двухступенчатой системы АПЧ и Ф

выходного каскада, что приводит к нарушению синхронизации строчной развертки. Для обеспечения устойчивой синхронизации введена вторая ступень АПЧ и Ф, состоящая из фазового детектора *ФД-2*, в котором осуществляется сравнение частоты и фазы образующихся в выходном каскаде импульсов обратного хода строчной развертки с частотой и фазой колебаний задающего генератора и корректируется длительность (фаза) импульсов, вырабатываемых схемой *ФСИ*.

В рассмотренной системе АПЧ и Ф предусмотрено также автоматическое изменение постоянной времени фильтра нижних частот и крутизны частотной характеристики фазового детектора *ФД-1* с помощью специального переключающего устройства *ПУ*. Известно, что для повышения помехоустойчивости системы АПЧ и Ф постоянную времени *ФНЧ* необходимо увеличивать. Однако при этом сужается полоса схватывания системы — диапазон разности частот сравниваемых фазовым детектором сигналов, в пределах которого обеспечивается автоматическая синхронизация задающего генератора. Поэтому при вхождении системы в синхронизм постоянную времени *ФНЧ* целесообразно уменьшить, а крутизну частотной характеристики фазового детектора повысить. После достижения режима синхронизации постоянную времени *ФНЧ* следует увеличить и тем самым восстановить помехоподавляющие свойства фильтра, а крутизну частотной характеристики фазового детектора можно понизить, что обеспечит его устойчивую работу.

Постоянную времени *ФНЧ* определяет степень шунтирования конденсатора $C_ф$ интегрирующего фильтра $R_фC_ф$ цепочкой C1R1R2, где $C_1 \gg C_ф$. Постоянная времени ФНЧ тем больше, чем меньше суммарное сопротивление (R_1+R_2) резисторов, включенных последовательно с конденсатором C1.

Изменение крутизны частотной характеристики фазового детектора достигается изменением сопротивления его нагрузки (чем больше сопротивление нагрузки, тем меньше крутизна характеристики).

Когда поступающие на переключающее устройство *ПУ* импульсы обратного хода строчной развертки и строчные синхроимпульсы значительно отличаются по частоте, выключатель разомкнут и постоян-

ная времени *ФНЧ* мала, а крутизна частотной характеристики *ФД-1* велика, так как сопротивление его нагрузки минимально.

При достижении режима синхронизации ключ *B* закорачивает резистор R2, и постоянная времени *ФНЧ* значительно увеличивается. Одновременно, с помощью соответствующих элементов *ПУ*, увеличивается сопротивление нагрузки *ФД-1*, и крутизна его частотной характеристики уменьшается.

Следует отметить, что для реализации схем ФД-1, ФД-2, ФСИ и ПУ требуется около 50 транзисторов. Поэтому рассмотренная система применяется при интегральном исполнении канала синхронизации.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Поясните процесс синхронизации задающего генератора.
2. Какие меры применяются для повышения помехоустойчивости систем синхронизации?
3. Какую задачу выполняет амплитудный селектор?
4. Объясните действие помехи на работу амплитудного селектора.
5. Объясните назначение деталей в амплитудном селекторе, схема которого показана на рис. 9.6.
6. Какие требования предъявляются к цепям разделения синхроимпульсов?
7. Поясните схему АПЧ и Ф.

Глава 10

ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ АНТЕННЫ

10.1. Назначение антенн

Антенна — это система проводников, предназначенных для излучения или улавливания электромагнитных радиоволн. Антенны, предназначенные для преобразования энергии тока радиочастоты в энергию радиоволн, называются *передающими*, а антенны, преобразующие энергию радиоволн в энергию электрического тока, называются *приемными*.

Обычно антенны удалены от соответствующих передающих или приемных устройств и соединяются с ними фидерными линиями, образуя *антенно-фидерные системы*. Фидерные линии должны иметь минимальные потери энергии и не должны обладать антенным эффектом, т. е. способностью излучать или принимать электромагнитные волны. Кроме того, в фидерной линии должен быть установлен режим бегущей волны, при котором электромагнитное поле распространяется преимущественно только в одном направлении: от передатчика к передающей антенне или от приемной антенны к приемнику.

Антенные устройства обладают свойством обратимости. Это значит, что передающая антенна, сохраняя свои свойства, может работать в качестве приемной и наоборот.

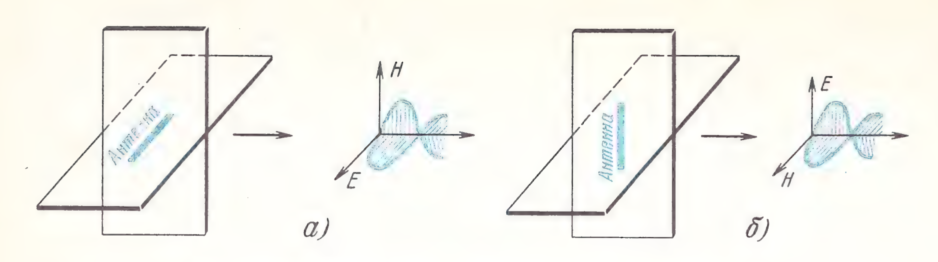


Рис. 10.1. Поляризация электромагнитных радиоволн

10.2. Поляризация электромагнитных волн

Излучаемые антеннами электромагнитные волны являются совокупностью переменных электрического и магнитного полей, распространяющихся во взаимно перпендикулярных плоскостях (рис. 10.1). Если проводники передающей антенны расположены горизонтально, то электрическое поле распространяется в горизонтальной плоскости, а магнитное — в вертикальной. В этом случае электромагнитные волны называют *горизонтально-поляризованными* (рис. 10.1, *а*). Для приема таких волн проводники приемной антенны также должны располагаться горизонтально. Если проводники передающей антенны расположены вертикально и, следовательно, электрическое поле распространяется в вертикальной плоскости, то электромагнитные волны (рис. 10.1, *б*) называются *вертикально-поляризованными.*

Один вид поляризации по сравнению с другим особых преимуществ не имеет.

Для телевизионного вещания используются в основном горизонтально-поляризованные волны и лишь в редких случаях — вертикально-поляризованные.

10.3. Параметры антенн

Основными параметрами антенн являются: входное сопротивление, направленность, коэффициент усиления и полоса пропускания.

Входным сопротивлением антенны называется сопротивление ее в точках подключения фидера. Входное сопротивление имеет активную и реактивную составляющие. При настройке антенны в резонанс с частотой электромагнитных колебаний реактивная составляющая становится равной нулю и входное сопротивление приобретает чисто активный характер. Входное сопротивление зависит от конструкции антенны. Оно должно быть согласовано с волновым сопротивлением фидера, а последнее — с выходным сопротивлением передатчика или входным сопротивлением телевизионного приемника. При выполнении согласования указанных сопротивлений (т. е. их равенстве друг другу) потери энергии электромагнитных колебаний

становятся минимальными. Отсутствие согласования, кроме потерь энергии, приводит к специфическим искажениям — появлению побочных изображений на экране телевизора более слабых, чем основное, и смещенных от него вправо (в направлении развертки). Это объясняется тем, что при отсутствии согласования фидера со входом телевизора часть энергии сигнала отражается от входа, попадает обратно к антенне и при плохом согласовании фидера с антенной частично излучается антенной обратно в пространство, а частично отражается от антенны и снова попадает на вход телевизора, но с некоторым запаздыванием во времени по отношению к основному сигналу.

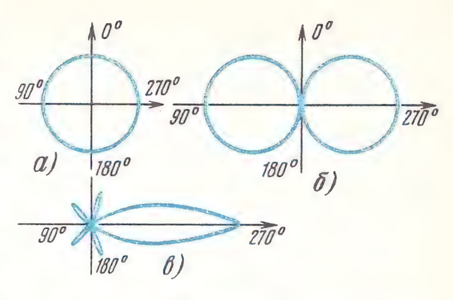


Рис. 10.2. Диаграммы направленности антенн

Направленность — это параметр, определяющий для передающей антенны распределение интенсивности электромагнитного поля в пространстве вокруг антенны на равных от нее расстояниях, для приемной антенны — зависимость наведенной в антенне ЭДС от направления прихода электромагнитных волн при неизменных расстояниях до их источников.

Направленность антенны представляется графиком, называемым диаграммой направленности. Форма диаграммы направленности зависит от конструкции антенны и может быть в виде круга, восьмерки или вытянутых лепестков (рис. 10.2). Диаграмма рис. 10.2, *а* соответствует ненаправленной антенне, рис. 10.2, *б* — слабонаправленной, рис. 10.2, *в* — сложной остронаправленной антенне, причем направленные свойства такой антенны тем выше, чем у́же главный лепесток ее диаграммы и меньше уровни боковых и задних лепестков.

Приемные телевизионные антенны обычно делаются остронаправленными. С направленностью приемных антенн тесно связаны их усилительные свойства.

Коэффициент усиления приемной антенны — это величина, показывающая, во сколько раз напряжение сигнала на входе приемника, создаваемое антенной данного типа, больше, чем напряжение, создаваемое на входе того же приемника полуволновым вибратором.

Коэффициент усиления выражают в логарифмических единицах — децибелах.

Полоса пропускания — это диапазон частот, в пределах которого выдерживаются требуемые значения согласования, направленности и коэффициента усиления.

Полоса пропускания одноканальной приемной телевизионной антенны должна быть не менее 8 МГц. Кроме одноканальных строятся двухканальные и многоканальные (диапазонные) приемные антенны.

10.4. Типы антенн

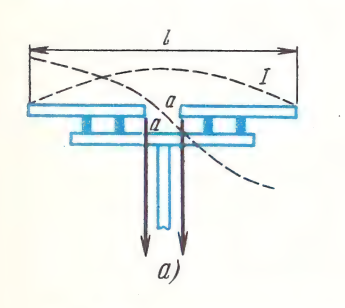
Симметричный полуволновой вибратор — это одна из простейших антенн, называемая просто вибратором или диполем.

На рис. 10.3 показаны разновидности вибраторов — линейный (рис. 10.3, *а*) и петлевой (рис. 10.3, *б*). Они выполняются обычно из стальных, латунных или дюралюминиевых трубок диаметром 10...20 мм.

Вибраторы называются полуволновыми, поскольку их геометрические размеры (l) соответствуют половине длины излучаемых или принимаемых ими волн. Фактически для настройки вибраторов в резонанс с частотой электромагнитных колебаний берется $l=K\lambda$, где K — коэффициент укорочения антенны. Конкретное значение K зависит от соотношения между длиной волны и диаметром трубок вибратора, однако в большинстве случаев $K=0{,}45...0{,}48$. Размеры вибраторов, предназначенных для приема широкополосных радиосигналов (например, одного или нескольких радиоканалов телевизионного вещания), выбираются исходя из средней длины волны.

Показанное на рис. 10.3 распределение тока I и напряжения U вдоль вибраторов соответствует условию их настройки в резонанс с частотой электромагнитных колебаний.

Полуволновые вибраторы либо используются в качестве самостоятельных антенн, либо являются основными элементами более сложных антенных устройств. Наиболее широкое распространение получили петлевые вибраторы, которые, в отличие от линейных, можно непосредственно крепить к заземленной металлической мачте без применения изоляторов. Вибратор к мачте подсоединяется в средней точке *0*, являющейся точкой нулевого потенциала. При



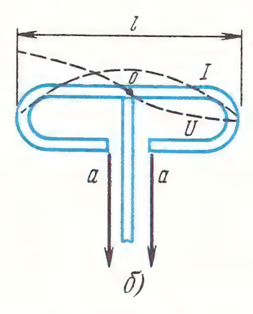


Рис. 10.3. Симметричные полуволновые вибраторы: *а* — линейный; *б* — петлевой

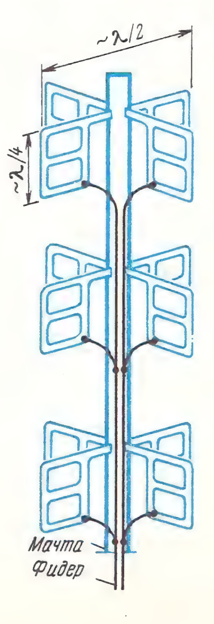


Рис. 10.4. Устройство турникетной антенны

заземлении этой точки электрическая симметрия вибратора не нарушается, и в то же время обеспечивается грозозащита антенного устройства. Входное сопротивление настроенного полуволнового линейного вибратора (в точках *а-а'*) составляет 75 Ом, а петлевого — 300 Ом. Это слабонаправленные антенны, так как их диаграмма направленности имеет вид восьмерки (см. рис. 10.2, *б*).

Турникетные антенны. Если два полуволновых вибратора расположить горизонтально под углом 90° и питать со сдвигом фаз 90°, то получится антенна с круговой диаграммой направленности (см. рис. 10.2, *а*), равномерно излучающая электромагнитные волны во всех направлениях горизонтальной плоскости. Такие антенны, называемые турникетными (рис. 10.4), применяются в качестве передающих на телецентрах. Решетчатая конструкция диполей уменьшает их сопротивление ветровым нагрузкам. Для концентрации излучения вдоль земной поверхности турникетная антенна содержит несколько пар диполей, расположенных друг над другом.

Антенны «волновой канал». Широкое распространение получили приемные телевизионные антенны типа «волновой канал». Такая антенна состоит из активного и нескольких пассивных вибраторов, расположенных в одной плоскости и называемых элементами антенны. В качестве активного элемента обычно используется петлевой вибратор, который с помощью фидера (кабеля снижения) соединен со входом телевизора. Пассивные вибраторы крепятся на общей стреле с активным, но с фидером не соединены.

На рис. 10.5 показана простейшая трехэлементная антенна типа

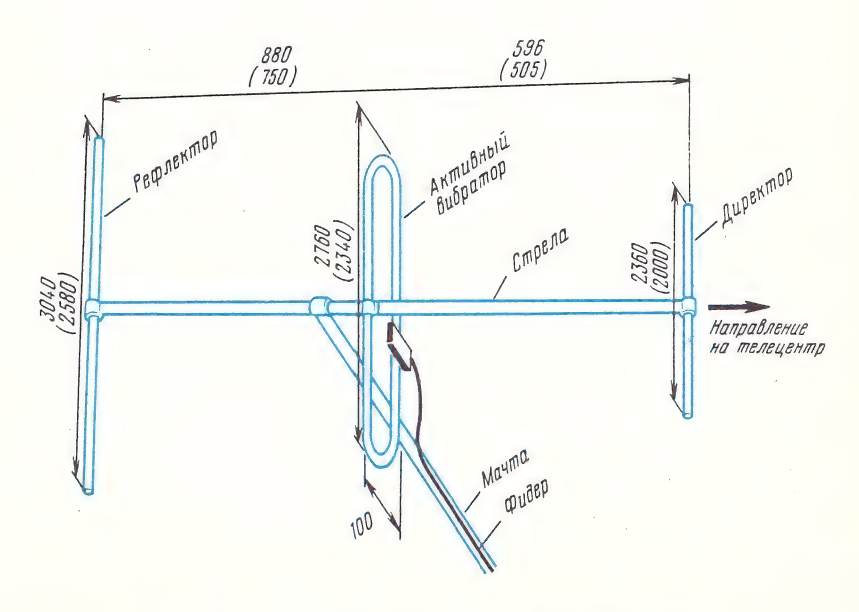


Рис. 10.5. Трехэлементная антенна «волновой канал»

«волновой канал» и приведены ее основные размеры (в мм) для первого и второго (в скобках) телевизионных каналов. Для такой антенны коэффициент усиления $K_V = 20 \lg (U_{max\ а}/U_{max\ п.в}) = 4{,}5\ldots$ $\ldots 5{,}3$ дБ, где $U_{max\ а}$ и $U_{max\ п.в}$ — напряжения, создаваемые антенной данного типа и одиночным полуволновым вибратором на согласованной нагрузке при ориентировке их на максимум приема.

Пассивный вибратор, расположенный позади активного (относительно направления на телецентр), называется *рефлектором*, а расположенный впереди него — *директором*. Рефлектор несколько длиннее, а директор короче, чем активный вибратор. Антенна типа «волновой канал» может содержать несколько директоров.

Конкретные размеры пассивных вибраторов и их расстояния до активного подбираются из условия повышения направленных свойств антенны. В пассивных вибраторах, как и в активном, приходящие электромагнитные волны наводят ЭДС. При этом ЭДС, наведенная в активном вибраторе, передается через фидер на вход телевизора, а пассивные вибраторы, из-за наведенной в них ЭДС, становятся как бы вторичными источниками электромагнитных излучений, которые также воздействуют на активный вибратор. Размеры и взаимное расположение пассивных элементов подбираются такими, чтобы созданные ими электромагнитные поля наводили в активном вибраторе ЭДС, синфазные тем, которые наводятся в нем электромагнитными волнами, приходящими со стороны телецентра, и в то же время противофазные ЭДС, наводимым в активном вибраторе электромагнитными волнами, приходящими с других направлений, в том числе и со стороны, противоположной телецентру. В результате такого действия пассивных вибраторов диаграмма направленности антенны принимает форму вытянутых лепестков (см. рис. 10.2, *в*).

Уменьшение уровня боковых лепестков диаграммы направленности и сужение ее главного лепестка, т. е. повышение направленности и коэффициента усиления антенны, достигаются увеличением числа директоров. Увеличение числа рефлекторов на свойствах антенны практически не сказывается. Поэтому применяется, как правило, один рефлектор, но в ряде случаев он выполняется в виде двух-трехэтажной конструкции.

На рис. 10.6, *а*, *б*, *в* показаны разновидности антенн типа «волновой канал»:

пятиэлементная (с тремя директорами) двухканальная антенна, предназначенная для приема третьего и пятого телевизионных каналов метрового диапазона волн ($K_V = 6{,}8$ дБ);

семиэлементная (с пятью директорами и сдвоенным рефлектором) диапазонная антенна для приема 6...12 телевизионных каналов метрового диапазона волн ($K_V = 8$ дБ);

тринадцатиэлементная (с одиннадцатью директорами и строенным рефлектором) диапазонная антенна для приема 21...39 телевизионных каналов дециметрового диапазона волн ($K_V = 9{,}5 \div 12$ дБ).

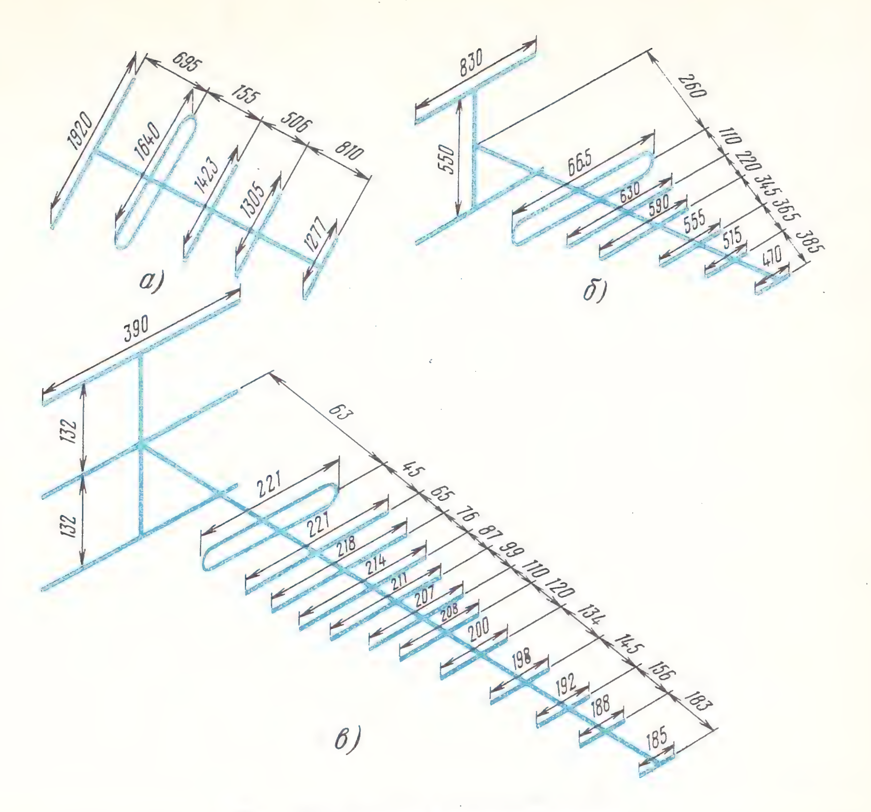


Рис. 10.6. Антенны «волновой канал»:
а — пятиэлементная двухканальная для 3-го и 5-го каналов; *б* — семиэлементная для 6...12-го каналов; *в* — тринадцатиэлементная для 21...39-го каналов

10.5. Фидер телевизионных антенн

В качестве *фидера* телевизионных антенных устройств широко применяется несимметричный коаксиальный кабель (рис. 10.7). Он состоит из центральной медной жилы, являющейся одним из проводников фидерной линии, и концентрической оплетки из тонких медных проводов, которая является вторым проводником линии. Пространство между оплеткой и центральной жилой обычно заполняется гибким изоляционным материалом с малыми потерями на радиочастотах (например, полиэтиленом). Наружная поверхность кабеля покрыта пластмассовой защитной оболочкой. Оплетка кабеля всегда соединяется с землей, т. е. имеет нулевой потенциал. Это, с одной стороны, обеспечивает помехозащищенность фидера, с другой,— дает возможность прокладывать его внутри труб, вблизи металлических конструкций и т. п. без нарушения режима работы антенно-фидерного устройства.

Основным параметром кабеля является его волновое сопротивление, которое характеризует отношение амплитуд напряжения и тока распространяющихся вдоль кабеля электромагнитных колебаний. Волновое сопротивление зависит не от длины кабеля, а только от его конструкции и может быть определено по формуле $W=(138/\sqrt{\varepsilon})\cdot \lg(D/d)$, где d и D — соответственно диаметр центральной жилы и внутренний диаметр оплетки кабеля; ε — диэлектрическая проницаемость изоляции между ними (для полиэтилена $\varepsilon \approx 2{,}3$).

Для коаксиальных кабелей, применяемых в качестве фидеров, волновое сопротивление $W=75$ Ом. Для получения в кабеле режима бегущей волны это сопротивление должно быть согласовано с входными сопротивлениями телевизора и антенны.

Поскольку коаксиальный кабель несимметричный, то даже при обеспечении условия согласования его нельзя непосредственно подключать к симметричному вибратору, так как это приведет к нарушению симметрии токов и искажению диаграммы направленности антенны.

10.6. Согласующе-симметрирующее устройство

На рис. 10.8 поясняются причины нарушения симметрии токов в половинках вибратора при непосредственном подключении коаксиального кабеля. Ток левой половинки вибратора i_0 протекает по центральной жиле кабеля, нагрузке $R_н$ и возвращается к вибратору по внутренней поверхности оплетки. Однако в правую половинку вибратора попадает лишь часть тока i_{01}, а другая его часть i_{02} ответвляется на внешнюю поверхность оплетки. Таким образом ток в правой половинке вибратора оказывается меньше, чем в левой. Для устранения этого явления кабель к вибратору подключается через специальное симметрирующее устройство, исключающее непосредственное соединение оплетки кабеля с вибратором.

Симметрирующее устройство обычно объединяется с устройством согласования волнового сопротивления кабеля и входного сопротивления вибратора.



Рис. 10.7. Коаксиальный кабель

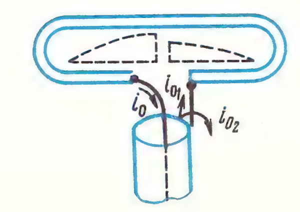


Рис. 10.8. Непосредственное подключение коаксиального кабеля к симметричному вибратору →

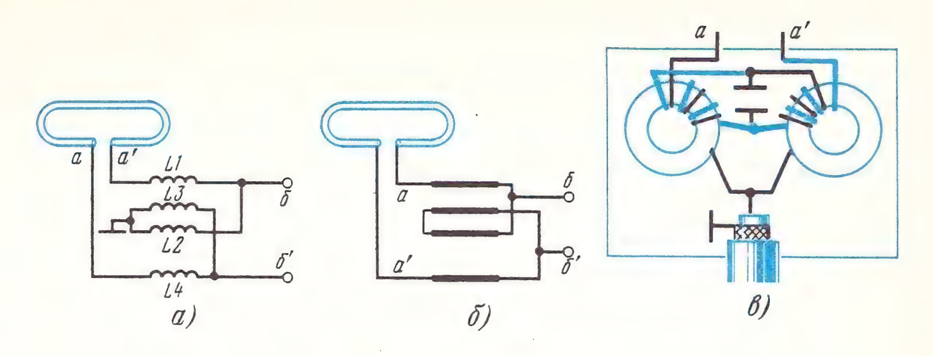


Рис. 10.9. Согласующе-симметрирующий трансформатор:
а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема; *в* — конструкция

На рис. 10.9, *а* показана схема согласующе-симметрирующего трансформатора, применяемого для соединения 75-омного коаксиального кабеля с петлевым вибратором, для которого $R_{вх} = 300$ Ом.

Трансформатор состоит из двух пар катушек, L1L2 и L3L4, по 2,5...3 витка каждая. Обе пары катушек намотаны в два провода на отдельных сердечниках (ферритовые кольца диаметром 8...9 мм) и образуют свернутые в спираль двухпроводные линии с $W = 150$ Ом (рис. 10.9, *б*). Обе линии подключены к вибратору симметрично; между собой со стороны вибратора они соединены последовательно, так что суммарное сопротивление в точках *аа'* составляет 300 Ом, т. е. равно входному сопротивлению вибратора. Со стороны кабеля линии соединены параллельно, поэтому в точках *бб'* получается сопротивление 75 Ом, равное волновому сопротивлению кабеля.

Соединение выводов катушек с вибратором и кабелем производится внутри влагонепроницаемой карболитовой коробки, укрепленной на концах вибратора (рис. 10.9, *в*).

10.7. Антенны для приема многопрограммного вещания

Если телецентр осуществляет многопрограммное вещание, например передает одновременно две программы в диапазоне 1...5 каналов и две в диапазоне 6...12 каналов, то антенное устройство компонуется из двух сориентированных на телецентр антенн: двухканальной для 1...5 каналов и диапазонной для 6...12 каналов. Обе антенны располагаются на одной мачте и разносятся по высоте на расстояние примерно 1,2 м (рис. 10.10). При этом их направленные свойства практически сохраняются.

Если местный телецентр, кроме четырехпрограммного вещания в метровом диапазоне волн, передает еще одну программу в дециметровом диапазоне, то на мачте устанавливается дополнительная антенна этого диапазона. Принятый ею радиосигнал преобразуется с помощью специального телевизионного конвертора (конвер-

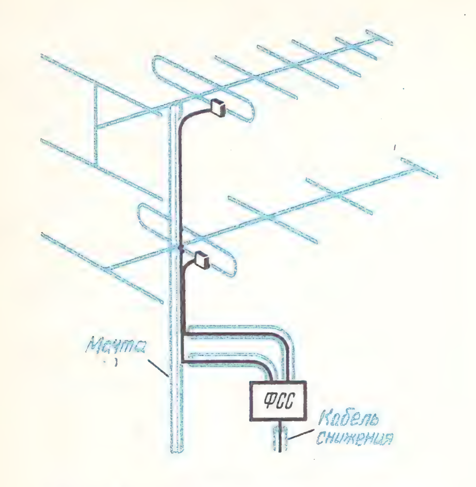


Рис. 10.10. Двухдиапазонная приемная антенна и фильтр сложения сигналов

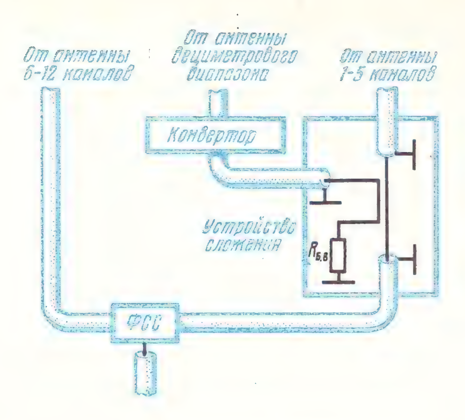


Рис. 10.11. Сложение конвертированного сигнала дециметрового диапазона с сигналами метрового диапазона

тируется) в радиосигнал одного из свободных каналов метрового диапазона волн и вместе с другими радиосигналами подается к телевизору по общему *кабелю снижения.*

10.8. Устройства сложения сигналов

На рис. 10.11 показан способ введения в состав радиосигналов 1...5 каналов конвертированного в один из каналов этого диапазона радиосигнала дециметрового диапазона. Устройство сложения выполнено в виде направленного ответвителя. Оно состоит из двух параллельных проводников, длина которых берется равной четверти средней длины волны складываемых сигналов. Один проводник включен в разрыв центральной жилы кабеля снижения антенны 1...5 каналов, а второй — к выходу конвертора и нагружен на сопротивление, равное волновому сопротивлению кабеля ($R=$ $=75$ Ом). Сложение радиосигналов происходит вследствие индуктивной связи между проводниками устройства. Резистор $R_{б.в}$ обеспечивает режим бегущей волны в цепи конвертора. Кроме того, его сопротивление выполняет функции балластного, поглощающего энергию отраженных волн, которые могут возникнуть вследствие неполного согласования как в основной линии, так и в линии ответвления. Для уменьшения габаритов устройства сложения его проводники можно укладывать на каркасе в виде спирали.

Общий кабель снижения подключается к антеннам (точнее, к их согласующе-симметрирующим устройствам) с помощью индуктивно-емкостного фильтра сложения сигналов ФСС (рис. 10.12). Фильтр состоит из четырех параллельных колебательных контуров,

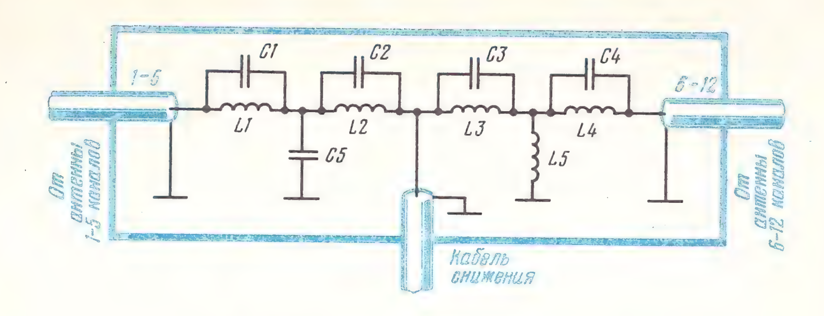


Рис. 10.12. Фильтр сложения сигналов

L1C1 — L4C4, и двух развязывающих элементов, L5 и C5. Контуры L1C1 и L2C2 настроены на среднюю частоту 6...12 каналов (около 202 МГц) и являются фильтрами-пробками для частот этих каналов (174...230 МГц), а для частот 1...5 каналов (48,5...100 МГц) сопротивление контуров L1C1 и L2C2 незначительно. Аналогично контуры L3C3 и L4C4, настроенные на среднюю частоту 1...5 каналов (около 75 МГц), являются фильтрами-пробками для частот этих каналов и практически беспрепятственно пропускают сигналы 6...12 каналов. Катушка индуктивности L5 является развязывающей и имеет малое индуктивное сопротивление $X_L = 2\pi fL$ для частот 1...5 каналов и большое для частот 6...12 каналов, а развязывающий конденсатор C5, имеющий емкостное сопротивление $X_c = 1/2\pi fC$, наоборот, закорачивает на землю сигналы 6...12 каналов, не оказывая влияния на прохождение сигналов 1...5 каналов. Таким образом сигналы 1...5 каналов, принятые соответствующей антенной, беспрепятственно проходят в общий кабель снижения, не ответвляясь в сторону антенны 6...12 каналов, и через конденсатор C5, а принятые антенной 1...5 каналов сигналы 6...12 каналов через этот конденсатор закорачиваются на землю и в общий кабель снижения не проходят. Аналогично сигналы 6...12 каналов, принятые «своей» антенной, проходят только в общий кабель снижения, а принятые этой антенной сигналы 1...5 каналов закорачиваются через катушку индуктивности L5. Фильтр сложения сигналов зачастую размещается в одной из антенных коробок (АК) вместе с согласующе-симметрирующим устройством.

10.9. Система коллективного приема телевидения (СКПТ)

Приемные антенные устройства бывают индивидуальные, предназначенные для одного телевизора, и коллективные, рассчитанные на подключение нескольких десятков или нескольких сотен телевизоров. Конвертирование радиосигналов дециметрового диапазона производится именно в коллективных антенных устройствах. При индивидуальном приеме антенну дециметрового диапазона целесообразнее подключать к телевизору отдельным кабелем. Для этого сов-

ременные телевизоры имеют два антенных гнезда: «МВ» (для подключения антенны метровых волн) и «ДМВ» (для подключения антенны дециметровых волн).

Основным отличием коллективного антенного устройства от индивидуального является включение в его состав разветвленной *распределительной сети.*

Коллективное антенное устройство, называемое *системой коллективного приема телевидения* (СКПТ), оборудуется для одного или нескольких подъездов многоэтажного здания, а также для группы рядом стоящих зданий. Распределительная сеть СКПТ — это совокупность устройств, включенных между кабелями снижения приемных антенн и отдельными телевизорами.

В простейшем виде распределительная сеть состоит из нескольких абонентских распределительных устройств (коробок), соединенных последовательно между собой и с кабелем снижения антенны (рис. 10.13, *а*). Такая последовательная цепь называется *магистральной линией.* Обычно на каждом этаже здания устанавливается одна *распределительная коробка КРТ*, имеющая от двух до шести абонентских отводов, к которым с помощью кабельных линий подключаются телевизоры. В конце магистральной линии (в последней распределительной коробке) устанавливается нагрузка с сопротивлением $R_б$, равным волновому сопротивлению кабеля ($R_б$=75 Ом). Это сопротивление обеспечивает режим бегущей волны в магистральной линии и поглощение энергии отраженных волн в случае их возникновения.

Абонентские распределительные устройства выполняются в виде направленных ответвителей. На рис. 10.13, *б* показано такое уст-

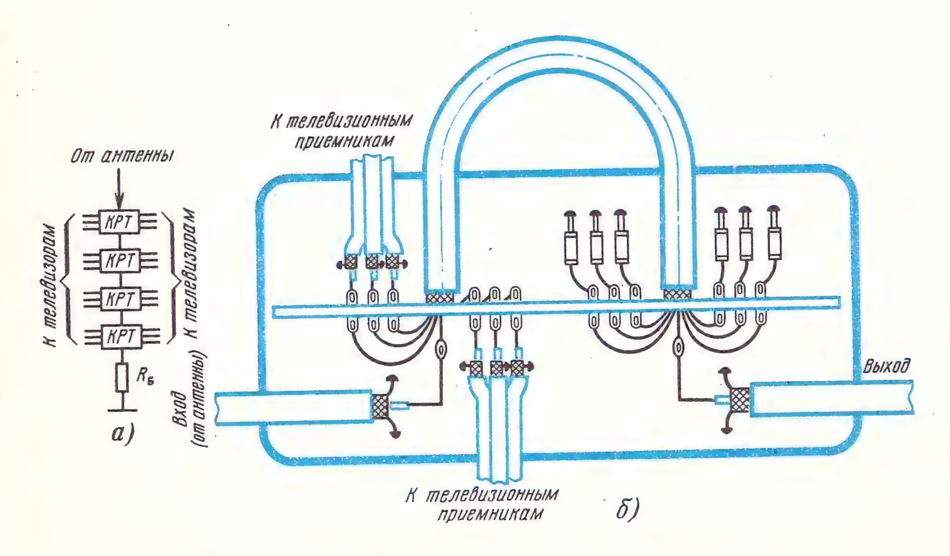


Рис. 10.13. Простейшая распределительная сеть СКПТ:
а — структурная схема; *б* — абонентское распределительное устройство

ройство с шестью абонентскими отводами. В качестве *направленного ответвителя* использован отрезок специального коаксиального кабеля длиною 250 мм.

Для обеспечения устойчивой работы телевизоров, подключенных к СКПТ, уровень телевизионного сигнала на каждом абонентском отводе магистральной линии должен быть не менее 1 мВ и не более 25 мВ (установлено стандартом ГОСТ 11216—76). Поэтому в зависимости от уровня сигнала на выходе антенны в состав распределительной сети (на ее входе) вводятся либо широкополосный антенный усилитель, либо аттенюатор (делитель напряжения сигнала). При многопрограммном вещании помимо рассмотренных выше преобразователя радиосигнала дециметрового диапазона (конвертора) и устройств сложения сигналов распределительная сеть может содержать канальные и диапазонные LC фильтры, а также разделительные, уравнительные и другие корректирующие устройства.

Все перечисленные устройства (включая усилители и аттенюаторы) обычно сосредоточиваются в одном шкафу, называемом *головной станцией* (ГС), который размещается на верхнем этаже здания или в чердачном помещении.

Если распределительная сеть СКПТ имеет не одну, а две или несколько магистральных линий, то сигнал разветвляется с помощью *магистральных разветвительных устройств* (РУМ), выполненных в виде направленных ответвителей.

Примерная структурная схема СКПТ с разветвленной распределительной сетью показана на рис. 10.14.

Использование коллективных антенных устройств вместо индивидуальных способствует улучшению внешнего вида зданий и архитектуры населенных пунктов в целом. Кроме того, использование коллективных антенных устройств позволяет свести к минимуму искажения изображения в виде побочных контуров («повторов»), которые неминуемо возникают в условиях населенных пунктов из-за отражения телевизионных сигналов от многоэтажных зданий и других массивных сооружений.

На рис. 10.15, *а*, *б* поясняются причины образования отраженных сигналов и показаны вызванные ими побочные контуры, которые воспроизводятся справа от основного изображения и имеют меньшую контрастность (так как отраженные сигналы приходят к приемной антенне ослабленными и с запаздыванием во времени относительно прямого сигнала). В зависимости от соотношения фаз прямого и отраженного сигналов побочный контур может воспроизводиться в позитиве или негативе (светлый «повтор» темных линий основного изображения). Одним из наиболее эффективных методов ослабления «повторов» является перестановка приемной антенны в точку с наименьшим уровнем отраженных сигналов. Это легче сделать для одной антенны коллективного пользования, чем для большого числа заменяемых ею индивидуальных антенн.

Следует отметить, что соединение с распределительной сетью вынесенной антенны СКПТ предпочтительнее выполнять с помощью подземного кабельного перехода (как это показано на рис. 10.14),

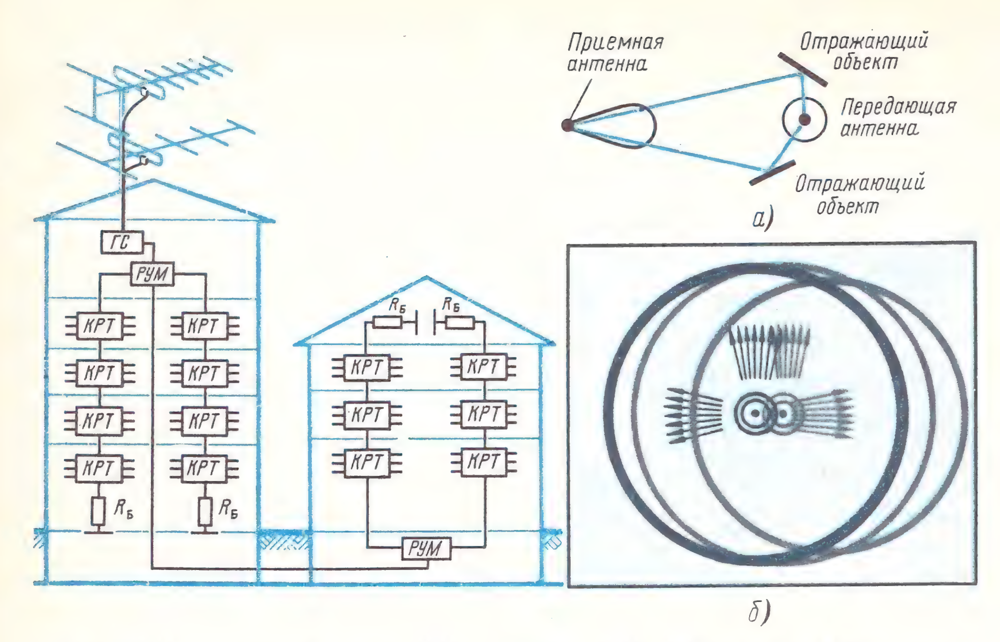


Рис. 10.14. Структурная схема СКПТ

Рис. 10.15. Образование побочных контуров на изображении

а не воздушного, поскольку в кабеле воздушного перехода при сильном электромагнитном поле может возникнуть антенный эффект, который вызовет появление на экранах телевизоров побочного контура слева от основного изображения («опережающего повтора») негативной или позитивной полярности.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы основные параметры антенн?
2. Объясните различие антенн типа «полуволновый линейный вибратор» и «полуволновый петлевой вибратор».
3. Объясните конструкцию антенны типа «волновой канал».
4. Для чего применяются согласующие и симметрирующие устройства?
5. Объясните работу ФСС.
6. Объясните структурную схему СКПТ.

Глава 11

СЕЛЕКТОРЫ КАНАЛОВ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ

11.1. Общие сведения

Селектором каналов называют высокочастотный блок телевизора, который предназначен для выбора одной из программ телевидения, предварительного усилений ее радиосигналов и преобразования

несущих частот этих радиосигналов в более низкие промежуточные частоты изображения и звукового сопровождения.

Селектор каналов должен обеспечивать:

1. Усиление радиосигналов принимаемого телевизионного канала в 6...10 раз.

2. Равномерность частотной характеристики в пределах каждого телевизионного канала от несущей частоты радиосигнала изображения до несущей частоты радиосигнала звукового сопровождения.

3. Малые потери во входной цепи из-за высокой степени согласования ее с фидером антенны.

4. Стабильность частоты гетеродина не хуже ± 250 кГц.

5. Минимальное излучение колебаний частоты гетеродина, являющихся помехой для расположенных поблизости телевизоров и радиовещательных приемников.

6. Минимальный уровень собственных шумов, вносимых УРЧ и преобразователем, что обеспечивает реальную чувствительность телевизора.

Собственные шумы — это небольшие беспорядочные изменения во времени (флуктуации) токов, протекающих через электронные лампы, транзисторы и другие приборы, обусловленные неравномерностью эмиссии электрических зарядов и их хаотическим тепловым движением.

Телевизионный приемник не может принимать слабые сигналы, уровень которых соизмерим с уровнем собственных шумов, так как в этом случае изображение на экране будет покрыто «штрихами» и точками («снег»), из-за которых смотреть его станет практически невозможно.

Чем больше уровень собственных шумов первых каскадов телевизора (УРЧ, преобразователя), тем бóльшим должен быть уровень входного сигнала для воспроизведения нормального (без шумовых помех) изображения, т. е. реальная чувствительность телевизора ухудшается.

В зависимости от принимаемых частот селекторы каналов бывают метрового (СКМ) [1] и дециметрового диапазонов (СКД).

Применяются также селекторы каналов всеволновые СКВ — это объединенные в один блок селекторы СКМ и СКД.

На рис. 11.1 представлена структурная схема селектора каналов. Она включает в себя входную цепь, усилитель высокой частоты *УРЧ*, гетеродин, смеситель и систему переключения телевизионных каналов.

11.2. Способы переключения телевизионных каналов

Существуют различные способы переключения селекторов каналов на прием выбранной программы.

Многие годы для переключения каналов метрового диапазона в СКМ и ПТК использовался механический переключатель барабан-

[1] Ранее они назывались ПТК — переключатели телевизионных каналов.

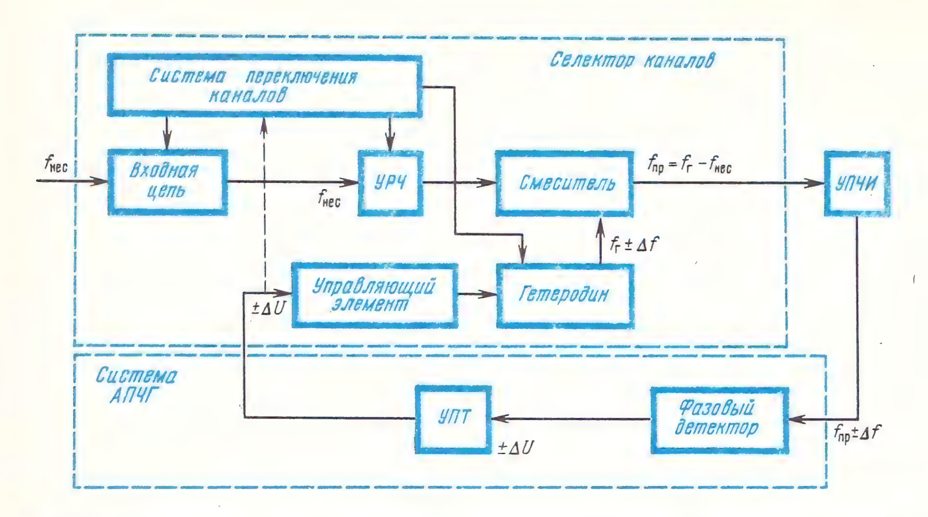


Рис. 11.1. Структурная схема селектора телевизионных каналов и элементов системы АПЧГ

ного типа. Такой переключатель содержит 12 (по числу каналов) секций. Каждая секция состоит из двух секторов — антенного и гетеродинного. Гетеродинный сектор включает в себя катушки контура нагрузки *УРЧ*, контура гетеродина и входного контура смесителя, а антенный сектор — катушки контура входной цепи. Все катушки снабжены сердечниками, для их точной подстройки. Число витков (индуктивность) каждой катушки определяется номером канала. Оперативная подстройка частоты гетеродина на каждом канале осуществляется либо вручную, с помощью переменного конденсатора контура гетеродина, либо электронным путем — изменением постоянного напряжения на варикапе, который включается в состав контура гетеродина. Введение варикапа в качестве управляющего элемента позволяет применить систему автоматической подстройки частоты гетеродина АПЧГ (см. рис. 11.1).

Канал в блоках СКД выбирается путем плавной перестройки всех контуров с помощью блока переменных конденсаторов.

В настоящее время внедряются селекторы каналов, в которых каналы переключаются только электронным путем. У таких селекторов варикапы включаются в состав всех высокочастотных контуров и обеспечивают перестройку каналов в пределах каждого поддиапазона метровых и дециметровых волн, а переход с одного поддиапазона на другой производится с помощью переключающих диодов. Для точной подстройки контуров на каждом канале применяется система АПЧГ.

На рис. 11.2 показана схема колебательного контура LC, перестраиваемого варикапом VD. Управляющее напряжение $U_у$ по-

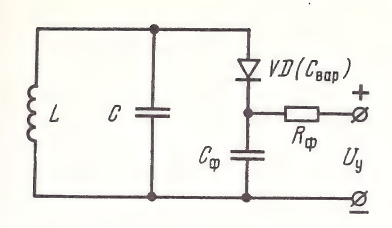


Рис. 11.2. Схема колебательного контура, перестраиваемого варикапом

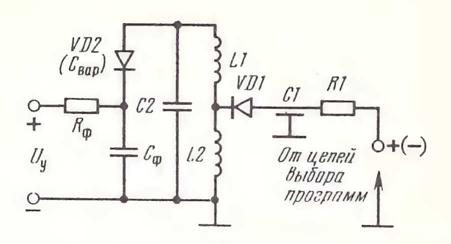


Рис. 11.3. Способы дискретного выбора программ с помощью переключающих диодов

дается на варикап через фильтр $R_ф C_ф$. Емкость $C_ф$ достаточно велика по сравнению с емкостью варикапа и на настройку контура практически не влияет.

Известно, что при изменении обратного напряжения, подводимого к варикапу, изменяется его емкость, а так как эта емкость входит в состав колебательного контура ($LC1C_{вар}$), то соответствующим образом контур перестраивается.

Современные варикапы выдерживают изменения регулирующего напряжения от 2 до 28 В. При этом изменение их емкости не обеспечивает перекрытие по частоте всего метрового диапазона с 1-го по 12-й телевизионные каналы. Поэтому к катушкам индуктивности избирательных цепей селекторов каналов с электронной настройкой подсоединяют специальные переключающие диоды, позволяющие ступенчато менять индуктивность контуров. Таким образом и переключаются поддиапазоны.

На рис. 11.3 показана схема, в которой используется переключающий диод VD1, для коммутации контурных катушек L1 и L2. Когда на анод диода VD1 от цепей выбора программ подается положительное напряжение, катушка L2 оказывается зашунтированной малым сопротивлением открытого диода и резонансный контур содержит L1 и C2. Когда же на анод диода поступает отрицательное или нулевое напряжение, сопротивление диода VD1 становится большим и общая индуктивность контура определяется последовательно соединенными катушками L1 и L2.

Такой принцип переключения поддиапазонов получил название принципа *дискретно* (ступенями) *изменяющейся индуктивности.*

11.3. Особенности колебательных систем селекторов каналов ДМВ

Дециметровый диапазон волн, отведенный для телевизионного вещания, занимает спектр частот от 470 до 622 МГц, на которых размеры соединительных проводов и катушек индуктивности становятся соизмеримыми с длиной волны. Поэтому в селекторах ка-

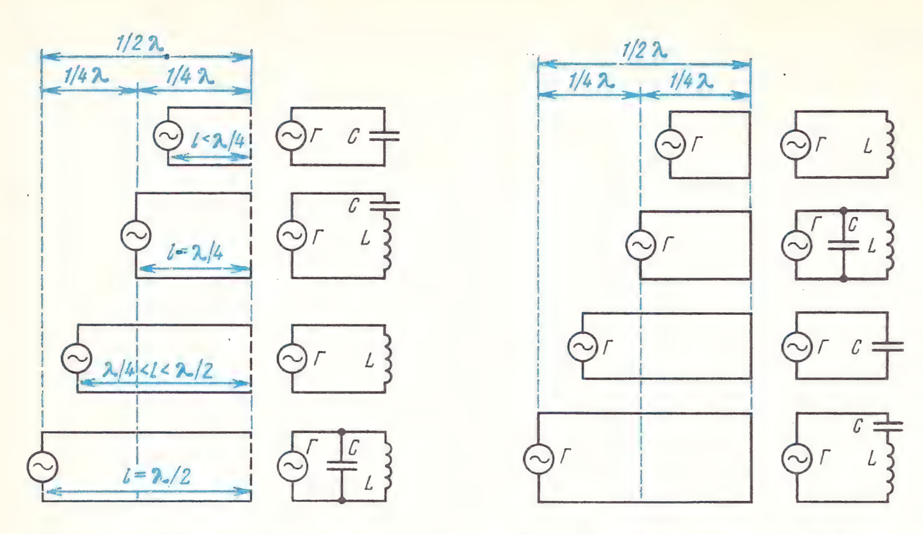


Рис. 11.4. Линия разомкнутая на конце

Рис. 11.5. Линия, замкнутая на конце

налов ДМВ применяются колебательные системы с распределенными параметрами.

Они представляют собой отрезки длинных симметричных или коаксиальных линий, называемых *резонансными линиями*.

Известно, что в линиях, не имеющих нагрузки (разомкнутых на конце), и в линиях, коротко замкнутых на конце, возникают стоячие волны. При этом входное сопротивление линии, являющееся нагрузкой для генератора (источника колебаний), зависит от длины линии.

На рис. 11.4 показаны эквивалентные схемы разомкнутых линий различной длины.

При длине линии $l<\lambda/4$ входное сопротивление линии (со стороны генератора *Г*) емкостное, а при $l=\lambda/4$ оно становится наименьшим и чисто активным, что эквивалентно последовательному колебательному контуру, настроенному в резонанс с частотой генератора. При $\lambda/4<l<\lambda/2$ входное сопротивление линии индуктивное, а при $l=\lambda/2$ становится наибольшим и чисто активным, что эквивалентно параллельному колебательному контуру, настроенному в резонанс с частотой генератора.

На рис. 11.5 показаны эквивалентные схемы для короткозамкнутых линий. Такие линии по своим свойствам противоположны разомкнутым. При $l<\lambda/4$ входное сопротивление линии индуктивное, при $l=\lambda/4$ оно бесконечно велико, что эквивалентно параллельному колебательному контуру. При $\lambda/4<l<\lambda/2$ входное сопротивление линии емкостное, а при $l=\lambda/2$ оно близко к нулю, что эквивалентно последовательному колебательному контуру. Рассмотренные свойства линий справедливы и при их длине, большей $\lambda/2$.

Таким образом разомкнутая и короткозамкнутая линии, имеющие длину, кратную $\lambda/4$, эквивалентны контурам с последовательным или

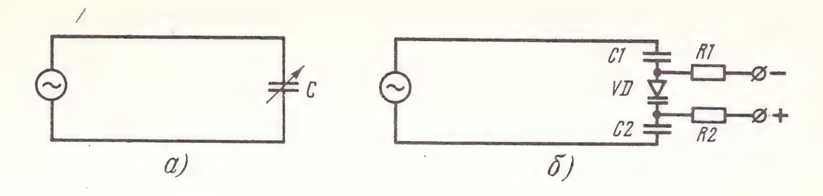


Рис. 11.6. Настройка резонансной линии:
а — переменным конденсатором; *б* — варикапом

параллельным резонансом и поэтому могут быть использованы в резонансных усилителях в качестве нагрузок.

В большинстве схем УРЧ и гетеродинов с сосредоточенными параметрами используются параллельные резонансные контуры, поэтому основными типами линий для селекторов каналов ДМВ являются четвертьволновый отрезок короткозамкнутой или полуволновый отрезок разомкнутой симметричной или коаксиальной линий. Входное сопротивление таких линий при настройке в резонанс велико и чисто активно. При расстройке в ту или другую сторону от резонанса входное сопротивление становится емкостным или индуктивным. Именно так изменяется вблизи резонансной частоты полное сопротивление параллельного колебательного контура с сосредоточенными параметрами.

Контур, образованный резонансной линией, настраивают с помощью переменного конденсатора (рис. 11.6, *а*) или варикапа (рис. 11.6, *б*), подключаемых к ее концам.

В селекторах каналов ДМВ преимущественно применяются коаксиальные резонансные линии, выполненные в виде полой металлической коробки (наружный проводник), вдоль оси которой располагается внутренний проводник.

Связь такого контура с другими цепями осуществляется либо с помощью вводимого внутрь витка связи, либо через отверстие (щель) в наружном проводнике.

11.4. Входные цепи и УРЧ селекторов каналов

Назначением входной цепи являются предварительная селекция и передача полезного сигнала из фидера антенны на первый каскад УРЧ, а также согласование входного сопротивления УРЧ с волновым сопротивлением фидера. Это необходимо для передачи на УРЧ максимума энергии принятого сигнала и предотвращения его отражений, которые приводят к появлению «повторов» на изображении.

С помощью входной цепи повышается отношение напряжения полезного сигнала $U_п$ к напряжению собственных шумов УРЧ $U_ш$. Обычно пересчитанное во входную цепь телевизора напряжение $U_ш \leqslant 10$ мкВ. Поэтому реальная чувствительность телевизора 50... 100 мкВ. При этом обеспечивается отношение $U_п/U_ш = 5 \div 10$ и собст-

венные шумы не мешают просмотру передач. Телевизоры, имеющие номинальную чувствительность до 50 мкВ, не могут ее реализовать из-за наличия сигналов собственных шумов. Следует заметить, что собственные шумы присущи всем каскадам телевизора, но в УПЧИ и видеоусилителе их уровень значительно ниже уровня полезного сигнала, поэтому они мешающего действия не оказывают.

В состав входной цепи, как правило, включают режекторный фильтр, предназначенный для подавления частот ниже первого телевизионного канала (это сигналы УКВ станций, гармоники сигналов КВ передатчиков и т. д), что способствует повышению избирательности телевизора, устойчивости его работы и улучшению качества изображения.

Телевизионную антенну соединяют с входной цепью коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 75 Ом. Этот кабель несимметричный, так как его наружный проводник — оплетка — всегда заземляется. Поэтому входные цепи телевизоров тоже несимметричны. Они выполняются по трансформаторной или автотрансформаторной схеме, имеют широкую полосу пропускания частот (примерно 8 МГц) и настраиваются на среднюю частоту принимаемого канала.

Усилитель радиочастоты — это резонансный усилитель, собранный на транзисторах или радиолампах. Он должен обеспечить: требуемое усиление принятых радиосигналов изображения и звукового сопровождения, наилучшее соотношение сигнал-шум, избирательность по зеркальному каналу и равномерное усиление всей полосы частот принимаемого канала (8 МГц). Усилитель радиочастоты также предотвращает проникновение сигнала гетеродина в антенну.

Как известно, транзисторы имеют низкое входное сопротивление, а их выходное сопротивление тоже невелико, поэтому в транзисторных каскадах УРЧ используют трансформаторные и автотрансформаторные способы связи колебательных контуров с транзисторами.

На ультравысоких частотах сказывается влияние внутренних обратных связей транзисторов и радиоламп, которые могут привести к неустойчивой работе УРЧ. В связи с этим коэффициент усиления УРЧ делается небольшим, а для компенсации действия обратных связей применяются специальные цепи. В УРЧ используются высокочастотные транзисторы с малым уровнем собственных шумов. При этом предпочтение отдают схеме включения транзистора с общей базой, так как в этом случае входное сопротивление возрастает с ростом частоты, что обеспечивает равномерность усиления на всех каналах. Ламповые УРЧ собираются на триодах по антишумовой схеме.

11.5. Входная цепь и УРЧ блока СКМ

На рис. 11.7, *а* представлена схема входной цепи и УРЧ селектора каналов метрового диапазона волн с барабанным переключателем программ.

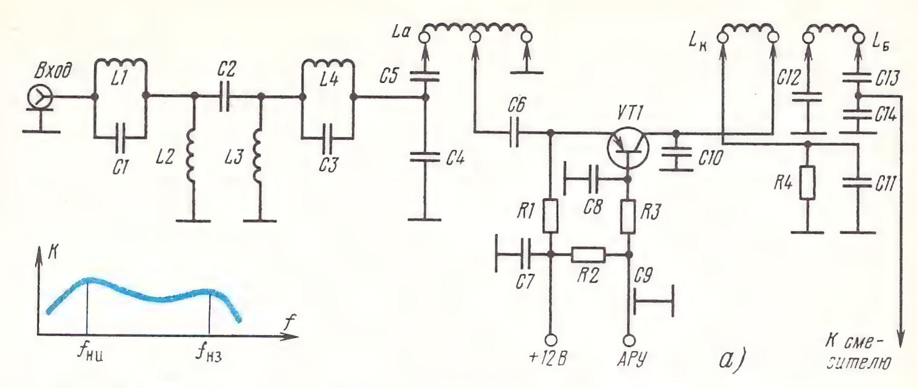


Рис. 11.7. Входная цепь и УРЧ с использованием барабанного переключателя: *а* — схема входной цепи и УРЧ; *б* — частотная характеристика

Входная цепь состоит из индуктивности сменной катушки $L_а$, емкости конденсаторов C4, C5 и входной емкости транзистора VT1. Цепь подключена к антенному входу через режекторный фильтр C1L1C2L2L3C3L4, который обеспечивает подавление чатот от 0 до 40 МГц.

С входной цепи через разделительный конденсатор C6 сигнал поступает на эмиттер транзистора VT1, на котором выполнен УРЧ по схеме с общей базой. База по высокой частоте заземлена конденсатором C8.

Резисторы R1, R2, R3, R4 и конденсатор C11 обеспечивают режим работы транзистора и его стабилизацию. Автоматическая регулировка усиления производится подачей регулирующего напряжения положительной полярности от цепей АРУ телевизора на базу транзистора через цепочку C9R3.

Резистор R2 предотвращает выход из строя транзистора VT1 в случае обрыва цепи АРУ.

Нагрузкой УРЧ служит полосовой фильтр $L_кC10$, $L_бC12C13C14$, где катушки $L_к$, $L_б$, как и $L_а$,— сменные (размещенные на секторах барабанного переключателя). На рис. 11.7, *б* показана частотная характеристика УРЧ. Сигнал с полосового фильтра поступает в цепь смесителя.

11.6. Входная цепь и УРЧ блока СКД

На рис. 11.8 представлена схема входной цепи и УРЧ, которая используется в селекторах каналов дециметровых волн. Антенный вход через петлю связи L1 соединяется с контуром входной цепи, образованным отрезком четвертьволновой коаксиальной линии L2 и конденсаторами C11C12. Далее высокочастотный сигнал через петлю связи L3 поступает в эмиттерную цепь транзистора VT1 — усилителя радиочастоты. Нагрузкой УРЧ служит полосовой фильтр, об-

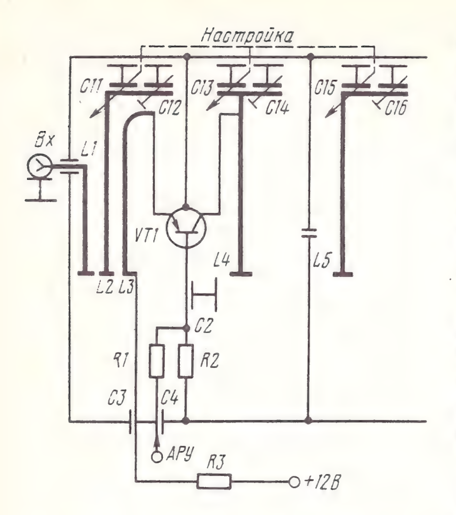


Рис. 11.8. Входная цепь и УРЧ дециметрового диапазона

разованный двумя четвертьволновыми отрезками коаксиальных линий L4L5 и конденсаторами С13—С16. Для согласования выходного сопротивления транзистора VT1 с нагрузкой применено неполное включение коллектора транзистора в контур L4C13C14. Для получения требуемой ширины полосы пропускания и высокой избирательности связь между контурами L4C13C14 и L5C15C16 выбрана выше критической. Она осуществляется через щель в перегородке между контурами.

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) производится путем подачи положительного управляющего напряжения в цепь базы транзистора VT1. Здесь используется ручная настройка на нужную программу с помощью переменных конденсаторов С11, С13, С15. Необходимое сопряжение контуров, к которым подключен каждый из этих конденсаторов, производится с помощью гибких металлических пластинок (подстроечных конденсаторов С12, С14, С16). Такой метод настройки на нужную программу применялся в блоках СКД-1.

В современных селекторах каналов дециметрового диапазона волн плавная перестройка осуществляется электронным путем с помощью варикапов, которые устанавливаются вместо конденсаторов С11, С13, С15 и обладают большим емкостным перекрытием, обеспечивающим прием любой из 19 программ.

11.7. Входная цепь и УРЧ блока СКВ

В селекторе каналов с электронной настройкой и коммутацией поддиапазонов метровый диапазон разбивается на три поддиапазона:

I поддиапазон 49,75...65,75 МГц (1 и 2 каналы);
II поддиапазон 77,25...99,75 МГц (3...5 каналы);
III поддиапазон 175,25...229,75 МГц (6...12 каналы).

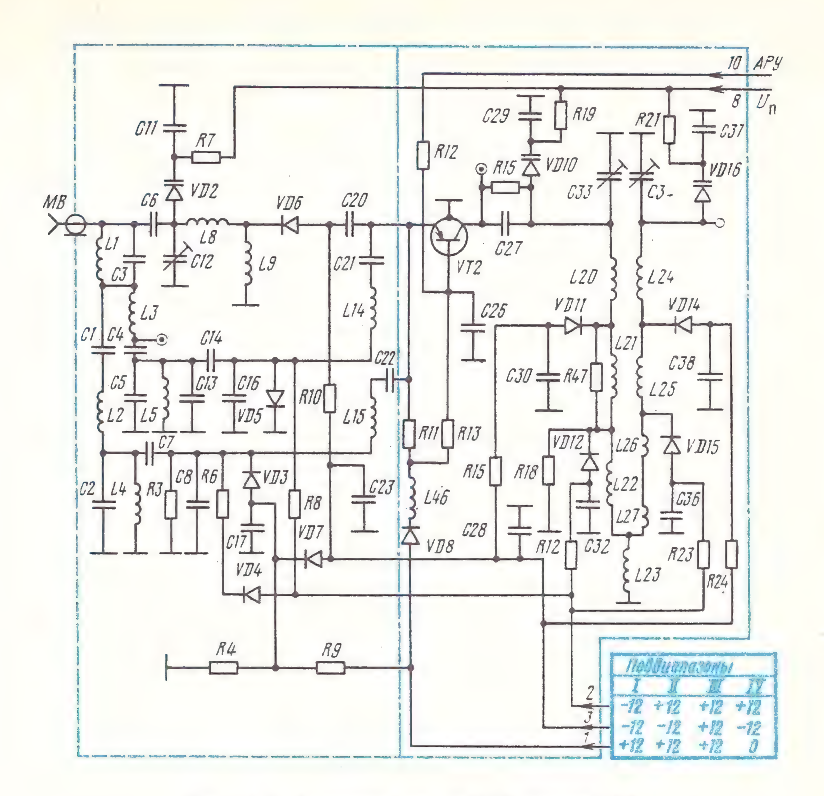
Входная цепь и УРЧ, использующие электронную коммутацию поддиапазонов и электронную настройку на выбранный канал внутри каждого из поддиапазонов, рассмотрены на примере схемы, применяемой в блоке СКВ-1 (рис. 11.9).

Входные цепи состоят:

на I поддиапазоне из L3C4L5C5C13C14C16L14C6C12VD2;

на II поддиапазоне из C1L2C2L4C7C8L15C6C12VD2.

На входе этих поддиапазонов включен режекторный контур L1C3, настроенный на частоту 37 МГц и предназначенный для подавле-



	I	II	III	IV
2	−12	+12	+12	+12
3	−12	−12	+12	−12
1	+12	+12	+12	0

Рис. 11.9. Входная цепь и УРЧ блока СКВ

ния промежуточных частот в полосе принимаемых сигналов. Входная цепь поддиапазона III образована резонансным контуром C6C12 L8L9VD2.

Для согласования волнового сопротивления фидера антенны с входным сопротивлением УРЧ применено автотрансформаторное включение входа УРЧ (L8L9, L3L5, L2L4).

Переключение поддиапазонов осуществляется с помощью диодов VD3 — VD7, которые в зависимости от полярности поданного на них напряжения коммутируют входные цепи так, что сигнал из антенны проходит только через входную цепь выбранного поддиапазона, а входные цепи других поддиапазонов в это время либо замкнуты накоротко, либо отключены.

Так, например, при включении I поддиапазона:

1) диод VD6 закрывается поступающим на его анод с вывода *3* блока через резистор R10 напряжением —12 В, отключая входную цепь III поддиапазона;

2) диод VD3 открывается поступающим на его анод с вывода *1* блока через делитель R9R4 положительным напряжением (около 6 В), замыкая входную цепь II поддиапазона;

3) диод VD5 закрывается поступающим на его анод с вывода *2* блока через резистор R8 напряжением —12 В и не препятствует прохождению к УРЧ сигналов I поддиапазона;

4) диоды VD4 и VD7 закрыты отрицательными напряжениями на их анодах и не оказывают влияния на работу.

В пределах каждого поддиапазона каналы перестраивают электронным путем с помощью варикапа VD2, благодаря подаче на него соответствующего напряжения $U_п$ с блока выбора программ.

Входные цепи через разделительные конденсаторы C20, C21, C22 соединены с эмиттером транзистора VT2, на котором собран УРЧ по схеме с общей базой.

В цепь коллектора транзистора включен полосовой фильтр, индуктивность которого изменяется ступенями (дискретно) с помощью коммутирующих диодов VD11, VD12, VD14, VD15 при выборе того или иного поддиапазона. Емкостями контуров фильтра являются подстроечные конденсаторы C33, C34 и варикапы VD10 и VD16.

В поддиапазоне I в состав полосового фильтра входят все контурные катушки L20, L21, L22, L24, L25, L26, L27 и катушка связи L23, в поддиапазоне II — первичные катушки L20, L21 и вторичные L24, L25, в поддиапазоне III — первичная катушка L20 и вторичная катушка L24.

При приеме сигналов в поддиапазоне III катушки L20 и L24 соединяются по высокой частоте с корпусом через открытые в это время диоды VD11 и VD14.

При переходе на прием каналов в поддиапазоне II диоды VD11 и VD14 закрываются, а катушки L21 и L25 соединяются по высокой частоте с корпусом через открытые теперь диоды VD12 и VD15.

Включением и отключением диодов VD11, VD14, VD12 и VD15 управляют подачей на них соответствующих напряжений с выводов *2* и *3* блока при выборе нужного поддиапазона, а каналы в выбранном поддиапазоне перестраивают изменением емкости варикапов VD10 и VD16.

Напряжение АРУ подается на базу транзистора VT2 через резистор R12 и позволяет изменять усиление каскада в пределах 20 дБ (10 раз). Резистор R13 предназначен для защиты от пробоя транзистора VT2 в случае обрыва цепи АРУ.

11.8. Особенности входной цепи и УРЧ блока ПТК

В блоках ПТК УРЧ собран на двух триодах по каскодной антишумовой схеме. Известно, что триоды обладают малым уровнем собственных шумов, но сравнительно большой проходной емкостью (между анодом и управляющей сеткой).

Из-за этой емкости возникает положительная обратная связь между выходной и входной цепями, что может привести к самовозбуждению усилителя. Поэтому в УРЧ на триодах принимаются специальные меры нейтрализации проходной емкости.

Схема каскодного антишумового УРЧ показана на рис. 11.10, *а*. Оба триода соединены по постоянному току последовательно, в ре-

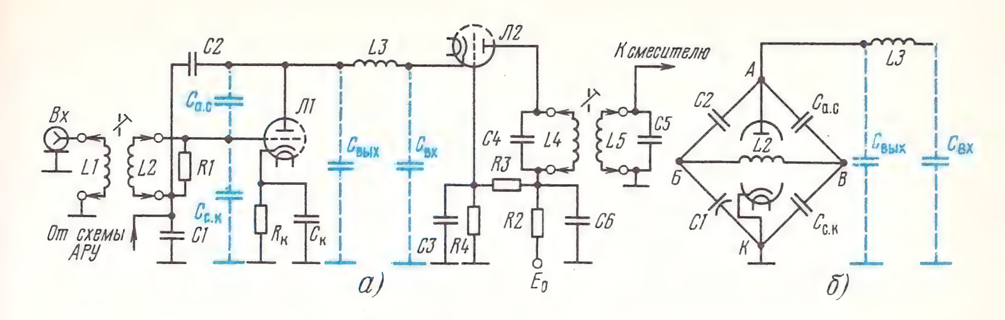


Рис. 11.10. Каскодный усилитель радиочастоты:
а — принципиальная схема; *б* — мостовая схема нейтрализации проходной емкости

зультате чего на катоде второго триода Л2 имеется большое положительное напряжение. Для получения необходимого смещения на управляющую сетку этой лампы подается несколько меньшее положительное постоянное напряжение от источника анодного питания через делитель R3R4. Смещение на сетке лампы Л1 автоматическое, возникает от прохождения анодного тока по цепочке $R_кC_к$.

Кроме того, на сетку этой лампы подается отрицательное смещение от цепей АРУ, которое одновременно изменяет коэффициенты усиления обоих каскадов. Действительно, при увеличении отрицательного смещения на управляющей сетке первой лампы анодный ток уменьшается, а напряжение на аноде этой лампы и, следовательно, на катоде второй лампы возрастает, что приводит к увеличению разности потенциалов между ее сеткой и катодом, т. е. к уменьшению усиления второго каскада.

Первый каскад УРЧ работает по схеме с заземленным катодом, а второй — с заземленной по высокой частоте сеткой (через конденсатор С3).

Из общей теории усилителей известно, что каскад с заземленным катодом обладает большим входным сопротивлением, благодаря чему входная цепь L1, L2 $C_{с.к}$ в 1,5...3 раза усиливает сигнал.

Входное сопротивление каскада с заземленной сеткой определяется так: $R_{вх}=1/S$, где S — крутизна характеристики лампы. Большинство используемых в УРЧ триодов имеет крутизну примерно 5...10 мА/В. Поэтому $R_{вх}=100 \div 200$ Ом.

Анодной нагрузкой первого каскада является П-образный колебательный контур, составленный из индуктивности L_3 и паразитных емкостей $C_{вых}$ и $C_{вх}$. Так как второй каскад имеет малое входное сопротивление (100...200 Ом), которое шунтирует П-образный контур, то этот контур имеет малую добротность и широкую полосу пропускания. Поэтому катушка L3 не переключается при переходе с одной программы на другую. Контур $C_{вых}$L3$C_{вх}$ настраивается на рабочие частоты высших телевизионных каналов (около 170 МГц),

где усиление лампы несколько падает. Это позволяет обеспечить примерно одинаковую чувствительность телевизора на всех каналах.

Коэффициент усиления первого каскада $K = SR_а$, где $R_а$ — сопротивление нагрузки. Оно определяется входным сопротивлением второго каскада $R_{вх} = 1/S$. Поэтому $K = S \cdot 1/S = 1$, т. е. первый каскад не дает усиления сигнала по напряжению. Вместе с тем он обеспечивает усиление по мощности (по току), так как при $K = 1$ напряжение сигнала на входе и выходе каскада одинаково, а входное сопротивление, составляющее несколько килоом, значительно превышает сопротивление нагрузки (100...200 Ом). Благодаря этому ток полезного сигнала на нагрузке значительно превышает ток шума, чем и достигается необходимое соотношение сигнал-шум.

С первого каскада УРЧ сигнал поступает на катод второй лампы. Анодной нагрузкой второго каскада служит широкополосный (с полосой пропускания 8 МГц) двухконтурный полосовой фильтр L4C4L5C5, катушки которого, как и катушки входной цепи L1 и L2, являются сменными при переходе с одной программы на другую. Коэффициент усиления каскада $K = 6 \div 10$. Таким образом, общий коэффициент усиления каскодного усилителя равен коэффициенту усиления одного каскада, но он имеет то преимущество, что обеспечивает малый уровень шумов.

С контура L5C5 полосового фильтра сигнал подается на вход смесителя. Поскольку УРЧ собран на триодах, то необходимы специальные меры для уменьшения возможности его самовозбуждения. В первом каскаде такими мерами являются:

1. Отсутствие усиления по напряжению ($K = 1$), что уменьшает склонность усилителя к самовозбуждению.

2. Включение анодной и сеточной цепей усилителя в разные диагонали сбалансированного моста, что обеспечивает нейтрализацию проходной емкости.

Мостовое устройство образовано конденсаторами C1, C2 и межэлектродными емкостями лампы $C_{а.с}$ и $C_{с.к}$ (рис. 11.10, *б*). Если элементы моста подобраны так, что выполняется равенство $C_2 C_{с.к} = C_1 C_{а.с}$, то мост будет сбалансирован, а при этом изменение напряжения между точками *А* и *К* (на участке анод — катод лампы) не вызовет никакого изменения напряжения между точками *Б* и *В* (сеточная цепь лампы). Таким образом действие проходной емкости $C_{а.с}$ нейтрализуется. Мост балансируется с помощью подстроечного конденсатора C1.

Это мостовое устройство способствует также тому, что сигнал с частотой гетеродина, который неизбежно проникает из смесителя в анодную цепь лампы УРЧ через элементы связи, не передается во входной контур, а следовательно, и в антенну. В противном случае сигнал гетеродина, излученный антенной, мог бы создавать значительные помехи для соседних телевизоров.

Во втором каскаде УРЧ самовозбуждения не может быть, так как сетка лампы этого каскада заземлена по высокой частоте через конденсатор C3 и является экраном между анодом и катодом

лампы. Благодаря этому усиленный сигнал с выхода схемы (анод) не проходит на ее вход (в цепь катода).

11.9. Гетеродин в селекторе каналов

Гетеродин представляет собой маломощный автогенератор высокой частоты. Частоты создаваемых гетеродином колебаний должны быть выше несущих частот радиосигналов изображения и звукового сопровождения каждого канала на значение, соответствующее промежуточным частотам (38 и 31,5 МГц).

К этому каскаду предъявляются следующие требования:

а) достаточная стабильность генерируемых колебаний и устойчивая работа при изменении окружающей температуры и напряжения источников питания, причем и то и другое должно обеспечиваться в заданном диапазоне частот;

б) достаточная и малоизменяющаяся по диапазону амплитуда генерируемых колебаний;

в) малая амплитуда напряжения гармоник;

г) минимум помех, излучаемых во внешнее пространство.

Наибольшее распространение в селекторах каналов получили гетеродины, собранные по схеме с емкостной обратной связью. На рис. 11.11 представлена одна из схем гетеродина селектора каналов метрового диапазона волн. Гетеродин собран на транзисторе VT1 с общей базой. База заземлена по высокой частоте конденсатором С3.

Колебательный контур состоит из катушки L, которая имеет разную индуктивность для каждого телевизионного канала. Индуктивность этой катушки меняется либо с помощью барабанного переключателя, либо с помощью коммутирующих диодов по принципу дискретно изменяющейся индуктивности. Емкость контура состоит из емкости C_1 и емкости варикапа VD2. На варикап через резистор R1 подается управляющее напряжение от системы АПЧГ, которое позволяет подстроить частоту гетеродина в пределах ±1,5 МГц.

Режим работы по постоянному току определяют резисторы R2, R3, R5, R6, а подводимое к транзистору напряжение источника питания стабилизируется цепью R4VD1 (стабилитрон).

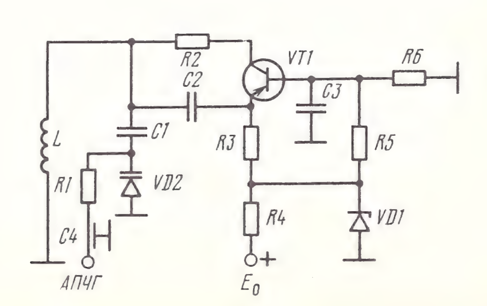


Рис. 11.11. Схема гетеродина селектора каналов метрового диапазона

Емкостная связь между выходом (коллектор) и входом (эмиттер) определяется емкостью C_2.

При приеме в дециметровом диапазоне волн контур гетеродина выполнен на отрезке четвертьволновой линии, а его перестройка осуществляется либо вручную с помощью конденсатора переменной емкости, либо с помощью плавного изменения емкости варикапа, управляемого также с помощью системы АПЧГ.

11.10. Смеситель

Смеситель совместно с гетеродином предназначен для преобразования высоких несущих частот радиосигналов изображения и звукового сопровождения в более низкие промежуточные частоты, которые при приеме любого канала одинаковы и составляют: для сигналов изображения 38,0 МГц ($f_{п.и}=f_г-f_{0и}$), а для звукового сопровождения 31,5 МГц ($f_{п.з}=f_г-f_{0з}$).

Преобразователи частоты представляют собой нелинейные системы, на вход которых одновременно подаются высокочастотный телевизионный сигнал и сигнал гетеродина, а в выходной цепи образуются всевозможные комбинации смешиваемых частот. Но контур на выходе смесителя настраивается на разностную частоту гетеродина и принятых несущих частот радиосигналов изображения и звукового сопровождения и имеет полосу пропускания, достаточную для выделения спектра частот радиоканала телевизионного вещания, перенесенного в область промежуточных частот.

Преобразователи частот могут быть двух типов: с внутренним гетеродином (схема автогенерирующего преобразователя) и с внешним. В селекторах каналов метрового диапазона используются преобразователи частоты с внешним гетеродином, а в селекторах дециметрового диапазона только автогенерирующие преобразователи, у которых гетеродин и смеситель собраны на одном транзисторе.

На рис. 11.12 показан каскад преобразователя частоты с внешним гетеродином, выполненный на транзисторе VT1 по схеме с общим эмиттером.

Напряжения несущих изображения и звукового сопровождения, а также гетеродина подаются в цепь базы транзистора. Связь между каскадами УРЧ и смесителя обычно индуктивная, а между гетеродином и смесителем чаще всего емкостная. Индуктивность входного контура смесителя L_6 меняется при выборе программы с помощью барабанного переключателя или коммутирующих диодов.

Нагрузкой смесителя служит широкополосный контур C5L2C6, настроенный на среднюю частоту полосы пропускания (около 35 МГц). Этот контур выделяет сигналы промежуточных частот и согласовывает выходное сопротивление селектора каналов с входным сопротивлением УПЧИ.

Следует иметь в виду, что поскольку частота гетеродина выше несущих частот радиосигналов изображения и звукового сопровождения, то после преобразования верхняя боковая полоса становится нижней, а нижняя — верхней, т. е. они меняются местами,

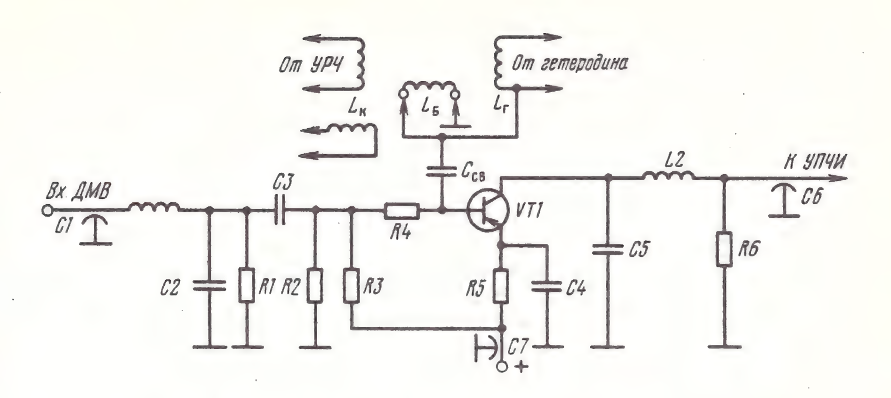


Рис. 11.12. Схема преобразователя частоты

также меняются местами и новые несущие частоты, которые теперь называются *промежуточными*.

При приеме сигналов в дециметровом диапазоне волн смеситель селектора метровых волн обычно используется как дополнительный каскад УПЧИ для сигналов, поступающих на его базу с селектора дециметровых волн. Для того чтобы устранить влияние одного селектора на другой в цепи базы смесителя включен развязывающий контур L1C1C2C3 R1R2.

11.11. Автоматическая подстройка частоты гетеродина (АПЧГ)

Как было показано в § 11.9, правильная настройка гетеродина и стабильность его работы обеспечивают высокое качество звука, наилучшую четкость изображения, высокую избирательность, а для приемника цветного телевидения также и правильное цветовоспроизведение.

Применение автоматической подстройки частоты гетеродина не только обеспечивает выполнение перечисленных условий, но и повышает эксплуатационные удобства для телезрителя.

Из рис. 11.1 видно, что система АПЧГ включает в себя фазовый детектор, следящий за уходом частоты гетеродина, усилитель постоянного тока УПТ и управляющий элемент, связанный с контуром гетеродина.

Фазовый детектор соединен с выходом УПЧИ. Когда частота гетеродина $f_г$ равна номинальному значению, то и $f_{пр}$ тоже номинальна, так как $f_{пр}=f_г-f_{нес}$ (несущая), а $f_{нес}$ — высокостабильна. В этом случае фазовый детектор не вырабатывает поправочного напряжения ΔU, а связанный с ним управляющий элемент не меняет частоту гетеродина. При отклонении частоты гетеродина от номинальной на $\pm\Delta f$ изменится и промежуточная частота на $\pm\Delta f$. На выходе фазового детектора появится поправочное напряжение $\pm\Delta U$, знак и величина которого определятся расстройкой гетеро-

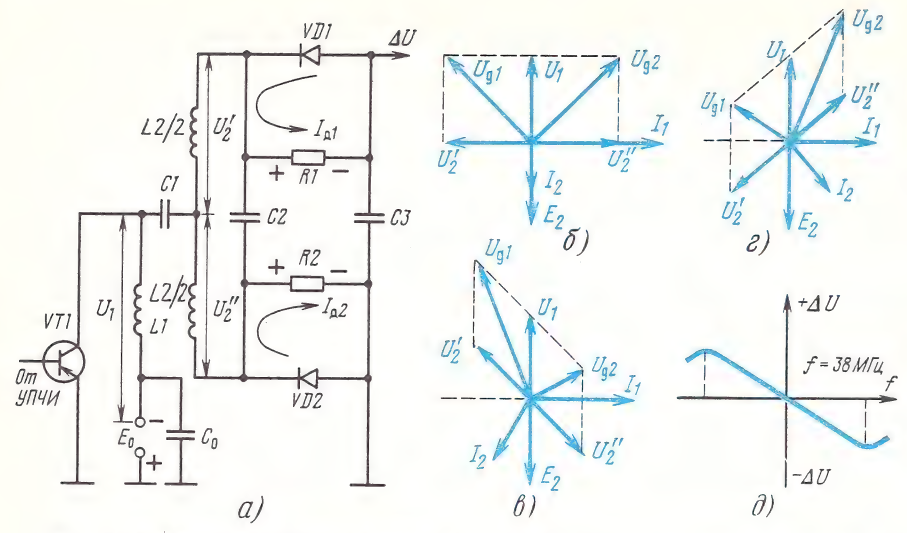


Рис. 11.13. Фазовый детектор АПЧГ и векторные диаграммы, поясняющие его работу

дина. Это напряжение после усиления в УПТ воздействует на управляющий элемент и вызывает соответствующее изменение частоты гетеродина.

Роль управляющего элемента в этой схеме выполняет варикап.

Таким образом, АПЧГ можно представить в виде замкнутой системы автоматического регулирования, в которой частота гетеродина зависит от управляющего напряжения, а оно, в свою очередь, определяется отклонением частоты гетеродина от номинального значения.

Рассмотрим более подробно работу фазового детектора, используемого в системе АПЧГ (рис. 11.13, *а*). Детектор состоит из двух контуров: первичного, который образован индуктивностью L_1, емкостями транзистора и монтажа, и вторичного, образованного индуктивностью L_2, которая составлена из двух одинаковых половинок, и емкости C_2. Средняя точка катушки L2 подключена через конденсатор C1 к первичному контуру. Оба контура настроены на частоту 38 МГц. Связь между ними индуктивно-емкостная. Работа детектора пояснена на рисунке векторными диаграммами.

На рис. 11.13, *б* изображена векторная диаграмма, соответствующая условию, когда промежуточная частота изображения совпадает с частотой настройки контуров детектора.

На этой диаграмме I_1 — коллекторный ток транзистора VT1; U_1 — напряжение на катушке L1. Ток I_1 отстает от напряжения U_1 на угол 90°, так как L1 имеет малое активное сопротивление, и можно считать, что она обладает чистой индуктивностью.

Магнитное поле, созданное током I_1, наводит в контуре L2C2 ЭДС взаимоиндукции E_2, которая будет противоположна по фазе напряжению U_1. Под действием ЭДС E_2 в контуре L2C2 протекает

ток I_2. Этот ток в рассматриваемом случае совпадает по фазе с ЭДС, так как промежуточная частота (38 МГц) равна частоте настройки контура и, следовательно, сопротивление контура чисто активное.

Ток I_2, протекая по катушке L2, создает на обеих половинках равные падения напряжения U_2' и U_2''. Эти напряжения противофазны относительно средней точки катушки L2, и поэтому на диаграмме одно из них показано как опережающее по фазе ток I_2 на 90°, а другое — на 270°.

К каждому из диодов приложена геометрическая сумма напряжений: $U_{д1}=\sqrt{U_1^2+(U_2')^2}$, $U_{д2}=\sqrt{U_1^2+(U_2'')^2}$.

Из векторной диаграммы и из рассуждений, приведенных выше, следует, что $U_{д1}=U_{д2}$. Под действием этих напряжений через диоды потекут пульсирующие токи, постоянные составляющие которых прямо пропорциональны амплитудам приложенных к диодам напряжений.

Переменная составляющая тока диода VD1 пройдет по цепи: анод — катод диода VD1, верхняя половинка L2, C1L1, C_0, корпус, C3 (емкости C_0 и C_3 взяты большими).

Постоянная составляющая тока этого диода пройдет через резистор R1, создав на нем падение напряжения U_{R1} с полярностью, указанной на рис. 11.13, *а*.

Переменная составляющая пульсирующего тока диода VD2 пройдет по цепи: анод — катод диода VD2, нижняя половинка L2C1L1 C_0, корпус.

Постоянная составляющая тока этого диода пройдет через резистор R2 и создаст на нем падение напряжения U_{R2}, полярность которого указана на схеме (рис. 11.13, *а*).

В результате на резисторах R1 и R2 будут созданы равные по величине ($R_1=R_2$), но противоположные по знаку (относительно корпуса) напряжения, а результирующее напряжение на выходе схемы будет $\Delta U=U_{R1}-U_{R2}=0$.

При уходе частоты гетеродина на Δf в сторону увеличения промежуточная частота также увеличится на Δf и сопротивление контура L2C2 станет индуктивным. По этой причине ток I_2 будет отставать по фазе от ЭДС E_2 на некоторый угол, соответствующий степени ухода частоты гетеродина.

В этом случае (рис. 11.13, *в*) $U_{д1}>U_{д2}$, а следовательно, $U_{R1}>>U_{R2}$, и напряжение на выходе ΔU уже не будет равно нулю, а примет некоторое отрицательное значение, пропорциональное уходу частоты Δf.

Если же $f_{пр}$ отклонится в сторону уменьшения, то сопротивление контура L2C2 станет емкостным.

В этом случае (рис. 11.13, *г*) ток I_2 опередит по фазе ЭДС E_2 и станет $U_{д2}>U_{д1}$. При этом большее напряжение будет создано на резисторе R2, а на выходе появится положительное поправочное напряжение ΔU.

Таким образом, отклонение частоты гетеродина и, следовательно, промежуточной частоты от номинального значения преобразовывается с помощью колебательных контуров в изменение амплитуд напряжений, поступающих на диоды, и на выходе возникает поправочное напряжение, пропорциональное отклонению частоты.

На рис. 11.13, *д* показана частотная характеристика фазового детектора. Ее рабочий участок — прямая линия между горбами, где величина и знак выходного напряжения полностью определяются отклонением промежуточной частоты от номинального значения.

Из характеристики видно, что при значительных отклонениях частоты выходное напряжение падает, так как из-за большой расстройки контура напряжение на его катушке резко уменьшается.

Направление наклона частотной характеристики зависит от полярности включения диодов и подключения к ним выводов катушки L2.

Полученное на выходе детектора поправочное напряжение усиливается в УПТ и поступает на варикап, который имеет малые габариты, позволяющие установить его внутри селектора каналов в непосредственной близости от контура гетеродина.

К варикапу предъявляются следующие требования.

1. Осуществление автоподстройки частоты гетеродина в пределах ±1,5 МГц.

2. Большая крутизна характеристики $S_{вар}=\Delta f/\Delta U$, что позволяет уменьшить максимальное значение подводимого к варикапу напряжения для осуществления автоподстройки частоты в заданных пределах.

3. Малая зависимость емкости варикапа от колебаний окружающей температуры, влажности и атмосферного давления.

4. Линейный характер зависимости между емкостью варикапа и управляющим напряжением.

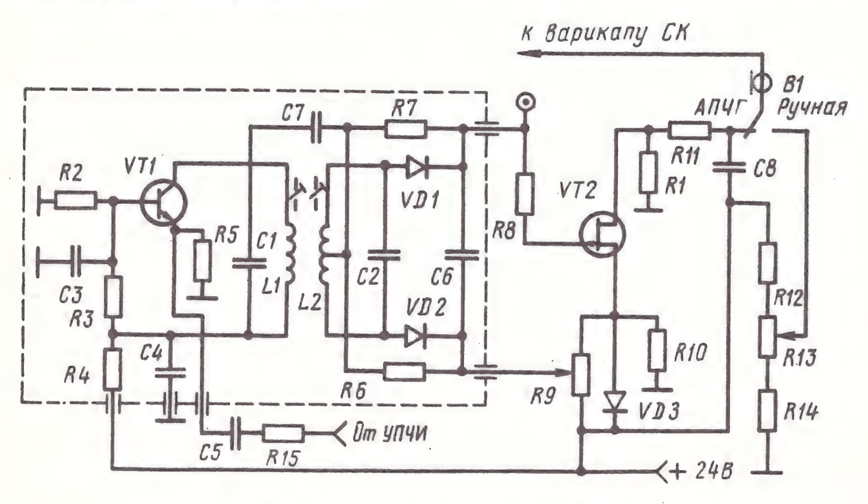


Рис. 11.14. Практическая схема АЧПГ

На рис. 11.14 показана одна из практических схем АПЧГ. На эмиттер транзистора VT1, включенного по схеме с общей базой, через разделительную цепочку R15C5 подается напряжение промежуточной частоты, которое усиливается в этом каскаде. В коллекторную цепь транзистора VT1 включена катушка L1, индуктивность которой вместе с емкостью конденсатора C1 и выходной емкостью транзистора образует первичный контур фазового детектора, настроенный на частоту 38 МГц. Вторичный контур детектора L2C2 также настроен на частоту 38 МГц. В цепь этого контура включены диоды VD1 и VD2 и их нагрузочные резисторы R7 и R6. Полученное на резисторах поправочное напряжение при уходе частоты гетеродина подается на усилитель постоянного тока, который выполнен на отдельном транзисторе. В данной схеме — это полевой транзистор VT2. Напряжение ошибки усиливается в этом каскаде и выделяется на его нагрузке, откуда через развязывающий фильтр R11C8 поступает на варикап селектора каналов.

Питание усилителя постоянного тока подается от источника 24 В через потенциометр R9, заблокированный стабилитроном.

Схема АПЧГ предусматривает возможность и ручной регулировки частоты гетеродина. Для этого имеется переключатель B1, который подключает варикап к потенциометру R13. Меняя положение движка потенциометра, можно менять запирающее напряжение на варикапе, а следовательно, его емкость и частоту колебаний гетеродина.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие требования предъявляются к селектору телевизионных каналов?
2. Какие узлы входят в состав селектора каналов и каково их назначение?
3. Какие способы применяются для переключения каналов?
4. Каким образом варикап перестраивает контур?
5. Объясните принцип дискретного переключения поддиапазонов.
6. В чем состоят особенности селекторов каналов дециметрового диапазона?
7. Выполнение каких задач обеспечивает входная цепь и УРЧ?
8. Объясните работу каскодного УРЧ.
9. Какие меры приняты в каскодном УРЧ для уменьшения вероятности самовозбуждения?
10. Какие требования предъявляются к гетеродину селектора каналов?
11. Объясните работу устройства, схема которого изображена на рис. 11.12.
12. Объясните принцип действия системы АПЧГ по рис. 11.1.
13. Объясните работу фазового детектора, пользуясь графиками рис. 11.13.

Глава 12

УСТРОЙСТВА СЕНСОРНОГО ВЫБОРА ПРОГРАММ

12.1. Общие сведения

Устройства сенсорного выбора программ (СВП) предназначены для переключения поддиапазонов и перестройки на прием одной

из программ в пределах каждого поддиапазона электронных селекторов каналов.

Выбор программ с помощью СВП производится простым прикосновением к специальным датчикам или легким нажатием на них.

При этом срабатывают электронные устройства, подключающие к селектору каналов все необходимые напряжения питания, которые заранее выставляются вручную, с учетом действующих в данной местности телевизионных каналов метрового и дециметрового диапазонов.

Обычно СВП содержит шесть датчиков, расположенных на передней панели телевизора, что позволяет без перестройки принимать шесть программ телевизионного вещания. Такого количества переключений, как правило, вполне достаточно.

Каждый датчик снабжается световым индикатором для контроля выбранной программы.

Кроме электронных систем выбора программ применяются также кнопочные системы переключения заранее выставленных напряжений питания к электронным селекторам каналов. Такие системы называют псевдосенсорными. Они также содержат шесть кнопок и световые индикаторы.

Однако наличие в псевдосенсорных системах механических элементов снижает четкость их работы. Кроме того, такие системы не позволяют дистанционно управлять телевизором.

Поэтому предпочтение отдается электронным СВП. Прежде чем перейти к детальному рассмотрению отдельных участков СВП, необходимо изучить применяемые в них устройства цифровой техники.

12.2. Основы цифровой техники

Цифровая техника — это комплекс электронных устройств, которые способны осуществлять логические преобразования электрических сигналов, представляющих собой цифровую информацию.

Наиболее широкое применение в цифровой технике нашла двоичная система счисления [1], использующая для изображения любого числа только две цифры: 0 и 1 (в отличие от десятичной системы счисления, где используется десять цифр: от 0 до 9).

Электрические сигналы, представляющие (кодирующие) цифры двоичной системы счисления, называются *двоичными сигналами*.

Значение сигнала, кодирующего цифру 1, называется *логической единицей* (обозначается 1). Значение сигнала, кодирующего цифру 0, называется *логическим нулем* (обозначается 0). Логической единице соответствует обычно некоторый высокий (положительный) уровень напряжения, а логическому нулю — более низкий уровень напряжения (в том числе его отсутствие или отрицательное значение). Поскольку в цифровой технике электрические сигналы могут принимать только два значения (0 или 1), то переход от одного

---

[1] *Системой счисления* называется метод изображения любых чисел с помощью ограниченного количества цифр.

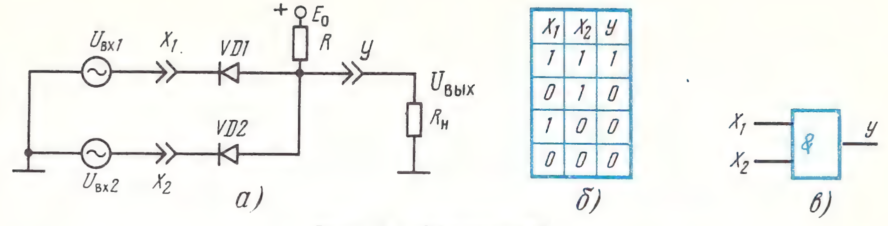


Рис. 12.1. Элемент 2 И:
а — схема элемента; *б* — таблица истинности; *в* — условное обозначение

значения к другому осуществляется скачкообразно, т. е. сигналы имеют импульсную структуру.

Цифровым или *логическим элементом* называется электронное устройство, у которого сигнал на выходе связан с входным сигналом (или входными сигналами) по определенному логическому закону.

Основными и в то же время простейшими логическими элементами являются:

И (конъюнктор [1]); ИЛИ (дизъюнктор [2]); НЕ (инвертор [3]).

Другие, более сложные, логические элементы образуются путем различного сочетания этих трех основных элементов.

На выходе элемента И вырабатывается сигнал логической единицы тогда и только тогда, когда сигнал единицы подан одновременно на все его входы. Если имеется 0 хотя бы на одном входе, то на выходе будет 0.

На рис. 12.1, *а* показана схема элемента 2И (число 2 указывает на наличие двух входов элемента, обозначенных X1 и X2). Для этой схемы должны соблюдаться следующие условия:

$$r_i \approx r_{пр};\; r_{об} \gg R_1 \gg r_{пр};\; R_н > R_1,$$

где r_i — внутренние сопротивления источников входных сигналов; $r_{пр}$ и $r_{об}$ — прямые и обратные сопротивления диодов VD1 и VD2; $R_н$ — сопротивление внешней нагрузки.

Если оба диода заперты, то напряжение на нагрузке соответствует логической единице: $U_{вых} = \dfrac{E}{R_1 + R_н} R_н \approx E.$

Для того чтобы диоды были заперты, входные напряжения $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ должны быть положительными и иметь значения, не меньшие E, т. е. также представлять логические единицы. Если хотя бы один из диодов, например VD1, откроется (вследствие понижения напряжения на соответствующем входе X1), то напряжение на выходе У $U_{вых}$ резко уменьшится и примет значение логического нуля. Низкий уровень напряжения на входе X1 в этом случае также соответствует логическому нулю.

---

[1] Конъюнкция — это операция логического произведения (операция «И»).
[2] Дизъюнкция — это операция логического сложения (операция «ИЛИ»).
[3] Инверсия (НЕ) — это операция логического отрицания, т. е. изменения значения данной величины на противоположное ей.

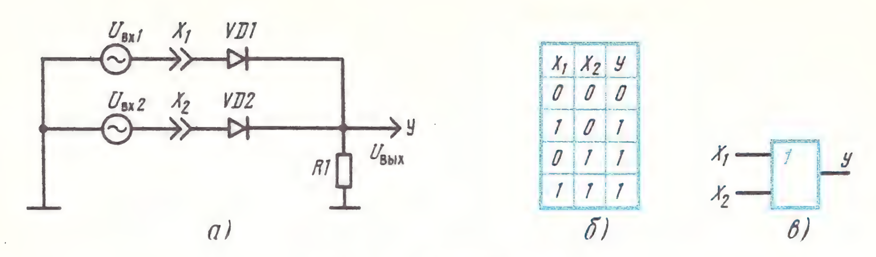


Рис. 12.2. Элемент ИЛИ:
а — схема элемента; *б* — таблица истинности; *в* — условное обозначение

Логические преобразования, осуществляемые элементом 2И, представлены *таблицей истинности* на рис. 12.1, *б*. Из таблицы видно, что значение сигнала на выходе является произведением сигналов на входах ($У = X_1 \cdot X_2$). Операция И на графическом изображении элемента (рис. 12.1, *в*) обозначается символом &.

На выходе элемента ИЛИ будет:

сигнал логической единицы, когда такой сигнал поступает хотя бы на один из входов:

сигнал логического нуля, когда все входные сигналы имеют значение нуля.

На рис. 12.2, *а* показана схема элемента ИЛИ. Для этой схемы должно соблюдаться единственное условие: $r_{об} \gg R_1 \gg r_{пр}$.

Если на оба входа, X1 и X2, поступают сигналы логических нулей ($U_{вх1} \leqslant 0$; $U_{вх2} \leqslant 0$), то и на выходе У будет нуль. Если же хотя бы на один из входов поступает сигнал логической единицы (сигнал положительной полярности), то на выходе будет единица. Если на оба входа поступают сигналы логических единиц, то на выходе тем более будет единица.

Таблица истинности элемента ИЛИ представлена на рис. 12.2, *б*. Из таблицы видно, что значение сигнала на выходе является суммой сигналов на входах ($У = X1 + X2$). Операция ИЛИ на графическом изображении элемента (рис. 12.2, *в*) обозначается символом 1.

На выходе элемента НЕ осуществляется *инвертирование сигнала* (изменение его логического содержания на противоположное). Это значит, что при входном сигнале логического нуля на выходе будет единица и наоборот.

На рис. 12.3, *а* показана схема элемента НЕ на транзисторе. Пока на вход X поступает сигнал логического нуля ($U_{вх} \leqslant 0$), транзистор VT1 закрыт и сигнал на выходе У соответствует логической единице ($U_{вых} \approx E_0$). Если же сигнал на входе примет значение логической единицы ($U_{вх} > 0$), то транзистор откроется и уровень напряжения на выходе резко понизится, т. е. примет значение логического нуля.

Таблица истинности элемента НЕ представлена на рис. 12.3, *б*. Графическое изображение элемента (рис. 12.3, *в*) снабжается символом 1, операция инверсии обозначается символом ○, а инверсный выход — чертой над буквой $\overline{У}$.

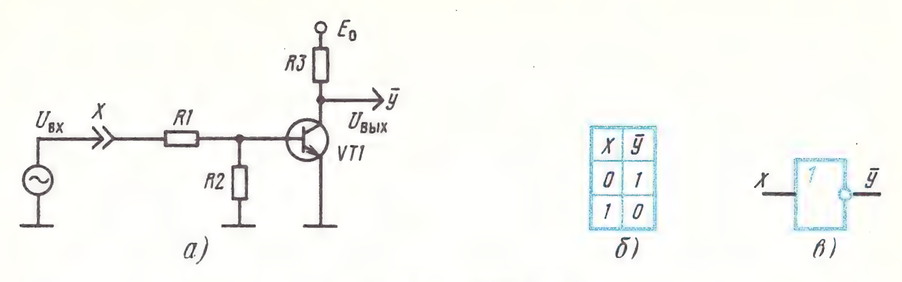


Рис. 12.3. Элемент НЕ:
а — схема элемента; *б* — таблица истинности; *в* — условное обозначение

В цифровой технике наиболее широкое применение получили сочетания логических элементов И и НЕ и построенные из таких ячеек различные триггеры.

12.3. Логическая ячейка 2И—НЕ

На рис. 12.4 показаны схема ячейки 2И—НЕ, ее таблица истинности и графическое изображение. Логика ячейки 2И—НЕ инверсна логике элемента 2И, т. е. на выходе У будет сигнал логического нуля тогда и только тогда, когда на оба входа, X1 и X2, одновременно поданы сигналы логической единицы; если имеется 0 хотя бы на одном входе, то на выходе будет 1.

На рис. 12.5 показана упрощенная схема ячейки 2И—НЕ логических микросхем серии К155. У этих микросхем логическому нулю соответствует напряжение сигнала менее 0,4 В, а логической еди-

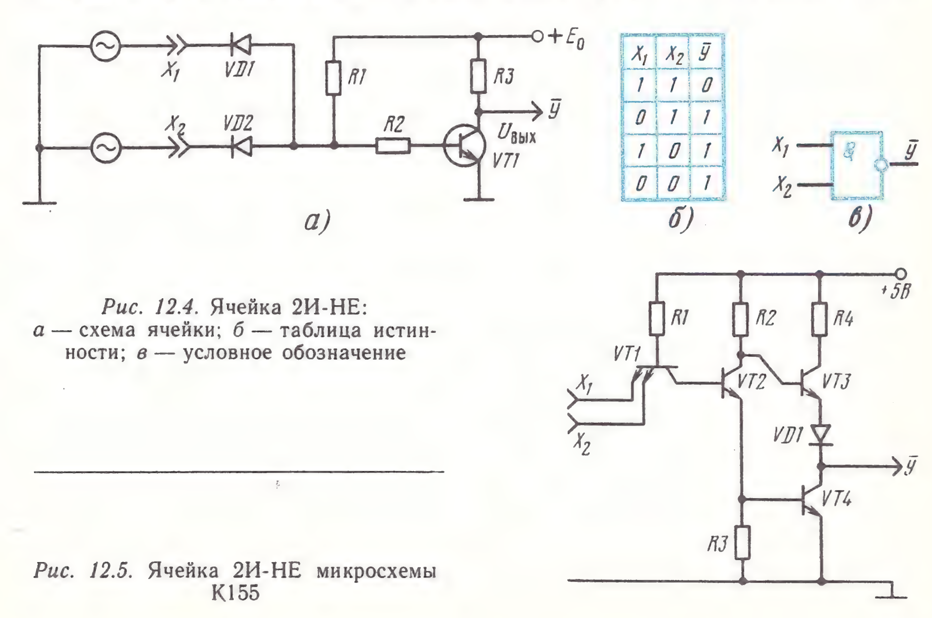


Рис. 12.4. Ячейка 2И-НЕ:
а — схема ячейки; *б* — таблица истинности; *в* — условное обозначение

Рис. 12.5. Ячейка 2И-НЕ микросхемы К155

нице — более 2,4 В. Если на входы X1 и X2 одновременно поступают сигналы логической единицы, то двухэмиттерный транзистор VT1 будет закрыт и на его коллекторе, а следовательно, на базе транзистора VT2 образуется положительное напряжение, открывающее последний.

У открытого транзистора VT2 (включенного по схеме парафазного каскада) устанавливается на эмиттерном выходе высокий (более 2,4 В), а на коллекторном — низкий (менее 0,3 В) уровни напряжения. Поэтому транзистор VT4, база которого соединена с эмиттерным выходом транзистора VT2, будет открыт, а транзистор VT3 закрыт, так как из-за диода VD1 на его эмиттере образуется положительное смещение (0,3...0,4 В). Таким образом на выходе ячейки $\overline{У}$ будет напряжение логического нуля.

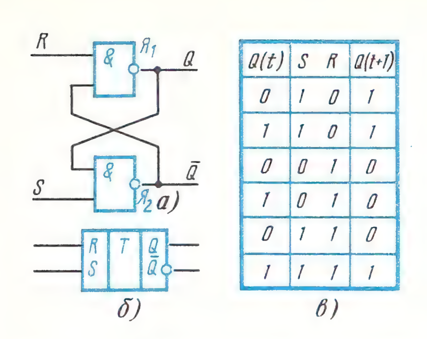
Если хотя бы на один из входов X1 и X2 поступит сигнал логического нуля, то транзистор VT1 откроется, напряжение на его коллекторе резко понизится, закроются транзисторы VT2 и VT4, а транзистор VT3 откроется и на выходе ячейки $\overline{У}$ установится напряжение логической единицы. Резистор R4 предназначен для ограничения тока через транзисторы VT3 и VT4 в моменты их переключения, когда на короткое время они оба оказываются открытыми.

12.4. Асинхронный RS-триггер

Триггерами называются электронные устройства, имеющие два устойчивых состояния равновесия и переходящие из одного состояния в другое под действием управляющих импульсных сигналов. Триггер в общем случае имеет несколько входов (установочные, информационные, тактовые) и два выхода. Один выход называется *прямым* (обозначается Q), второй — *обратным* или инверсным (обозначается $\overline{Q}$). В одном устойчивом состоянии триггера на прямом выходе будет 1, а на инверсном — 0, в другом устойчивом состоянии — наоборот. Условно принято состояние триггера определять по уровню напряжения (1 или 0) на его прямом выходе.

На рис. 12.6 показаны структурная схема, графическое изображение и таблица переходов простейшего *асинхронного* RS-триггера, состоящего из двух ячеек 2И—НЕ. Входы S и R называются установочными. При подаче на вход S сигнала логической единицы, а на вход R — логического нуля, триггер устанавливается в состояние 1 независимо от того, какое состояние триггера было до этого — 0 или 1 (во втором случае состояние триггера остается неизменным).

При подаче сигнала логической единицы на вход R (а логического нуля на вход S) триггер устанавливается в состояние 0. Если на оба входа одновременно подаются сигналы логической единицы, то триггер не изменяет своего состояния. Действительно, пусть триггер находится в единичном состоянии, т. е. на выходе Q и на верхнем по схеме входе ячейки $Я_2$ — единица, а на выходе $\overline{Q}$ и на



Q(t)	S	R	Q(t+1)
0	1	0	1
1	1	0	1
0	0	1	0
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	1	1

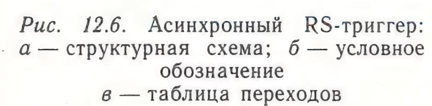
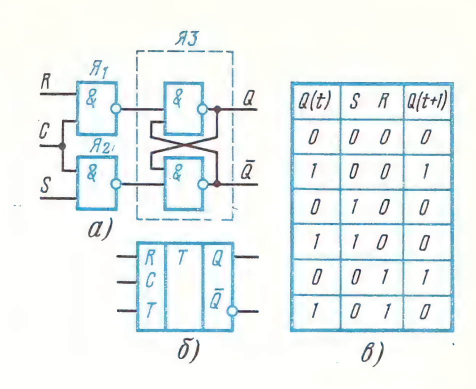


Рис. 12.6. Асинхронный RS-триггер: *а* — структурная схема; *б* — условное обозначение *в* — таблица переходов



Q(t)	S	R	Q(t+1)
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	0	0
1	1	0	0
0	0	1	1
1	0	1	0

Рис. 12.7. Синхронный RS-триггер: *а* — стуктурная схема; *б* — условное обозначение; *в* — таблица переходов

нижнем входе ячейки Я1 — нуль. Если на входы S и R подать комбинацию 1—0, то на обоих входах ячейки $Я_2$ будут единицы, что для схемы 2И—НЕ соответствует нулю на выходе $\bar{Q}$, а на обоих входах ячейки $Я_1$ будут нули, что соответствует единице на выходе Q. Таким образом, триггер установился в состояние 1 (в данном случае не изменит своего состояния).

В такое же состояние установится триггер после подачи на входы S и R комбинации 1—0, если до этого триггер находился в состоянии 0. В этом случае на одном входе R ячейки $Я_1$ будет 0, а на другом — 1 и, следовательно, на выходе Q установится 1, которая поступит на верхний по схеме вход ячейки $Я_2$. Теперь на обоих входах ячейки $Я_2$ окажутся сигналы 1, а значит, на выходе $\bar{Q}$ установится 0. Аналогично легко можно проанализировать работу триггера при подаче на входы S и R комбинаций 0—1 и 1—1. Результаты такого анализа сведены в *таблицу переходов*, приведенную на рис. 12.6, *в*. В этой таблице символом $Q(t)$ обозначено состояние до, а символом $Q(t+1)$ после подачи сигналов на входы S и R. В таблице отсутствует комбинация 0—0 на входах S и R, так как при этом на обоих выходах Q и $\bar{Q}$ устанавливается 1, что противоречит принципу работы триггера. Следовательно, подача одновременно на входы S и R нулевых уровней сигналов недопустима.

12.5. Синхронный RS-триггер

Если асинхронный триггер дополнить схемой управления, состоящей из двух ячеек 2И — НЕ, то получится *синхронный* RS-*триггер*, структурная схема которого показана на рис. 12.7, *а*. У этого триггера S и R, по-прежнему установочные входы, а вход C называется тактовым (или счетным). Импульсные сигналы, подаваемые на вход C, называются *синхронизирующими*. Пока сигнал на входе C отсутствует (т. е. имеет значение 0), допустимы любые комбинации сиг-

налов на входах S и R — они не смогут воздействовать на триггер, так как на нижнем по схеме входе ячейки $Я_1$ и верхнем входе ячейки $Я_2$ будут нули, а поэтому на выходах ячеек 2И—НЕ будут единицы, независимо от уровней сигналов на их вторых входах (R и S). Подача же комбинации 1—1 на входы триггерной ячейки $Я_3$ не изменит ее состояния (см. таблицу переходов на рис. 12.6, *в*).

С момента поступления синхронизирующего сигнала (т. е. единичного уровня) на вход C уровни сигналов на входах S и R могут воздействовать на триггер. Поэтому во время действия синхронизирующего сигнала изменение уровней на входах S и R недопустимо.

На рис. 12.7, *в* показана таблица переходов синхронного RS-триггера для моментов подачи синхронизирующих сигналов (на входе C — уровень 1). Из таблицы видно, что при комбинации 0—0 на входах S и R подача синхронизирующего сигнала не изменяет состояния триггера; при комбинации 1—0 подача синхронизирующего сигнала переводит триггер в состояние 0; при комбинации 0—1 подача каждого синхронизирующего сигнала изменяет состояние триггера на обратное. Последний режим работы триггера называется счетным. Подача на входы S и R комбинации 1—1 недопустима, так как в этом случае поступление синхронизирующего сигнала вызовет появление на выходах ячеек $Я_1$ и $Я_2$ комбинации 0—0, недопустимой для триггерной ячейки $Я_3$.

12.6. Сложные триггеры

На базе RS-триггеров строятся триггеры с более сложной логической структурой. На рис. 12.8 показаны структурная схема и графическое изображение JK-триггера, состоящего из двух RS-триггеров и имеющего кроме тактового входа C, установочных входов S и R также два информационных (логических) входа, J и K (таких объединенных логикой И входов может быть несколько). На установочные входы постоянно подаются единичные уровни. Если же необходимо установить триггер в состояние 0 или 1, то следует подать 0 в первом случае на вход R, во втором — на вход S. Обе триггерные ступени ($Я_3$, $Я_4$ и $Я_7$, $Я_8$) при этом одновременно принимают одинаковое состояние. Указанная операция, естественно, должна выполняться при отсутствии синхронизирующего сигнала на тактовом входе C. После выполнения операции необходимо на входах S и R восстановить единичные уровни. Сигналы, поданные на логические входы J и K, управляют триггером только в моменты действия на входе C синхронизирующих сигналов. Если эти сигналы отсутствуют, т. е. на входе C—0, то на выходах ячеек 3И — НЕ, $Я_1$ и $Я_2$, независимо от уровней сигналов на их других входах, будет комбинация 1—1, которая не оказывает влияния на состояние первой, а следовательно, и второй триггерных ступеней. Сигналы на логических входах J и K следующим образом воздействуют на состояние JK-триггера: комбинация 0—0 не изменяет состояния триггера; комбинация 1—0 переводит триггер в

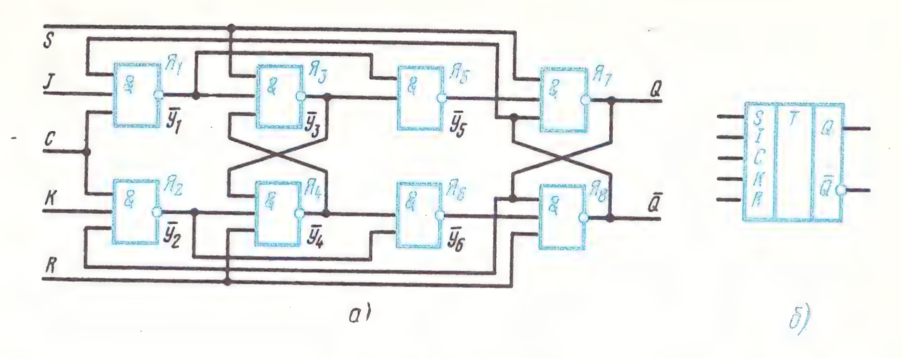


Рис. 12.8. JK-триггер:
а — структурная схема; *б* — условное обозначение

состояние 1; комбинация 0—1 переводит триггер в состояние 0; комбинация 1—1 с приходом каждого синхронизирующего сигнала (импульса) изменяет состояние триггера на обратное, т. е. триггер работает в счетном режиме.

Следует заметить, что любое состояние триггера устанавливается не в момент начала, а после прекращения действия синхронизирующего импульса: изменение уровня этого импульса с 0 на 1 приводит к срабатыванию первой триггерной ступени ($Я_3$, $Я_4$), а затем, когда значение импульса изменяется с 1 на 0, состояние первой ступени копирует вторая (выходная) триггерная ступень.

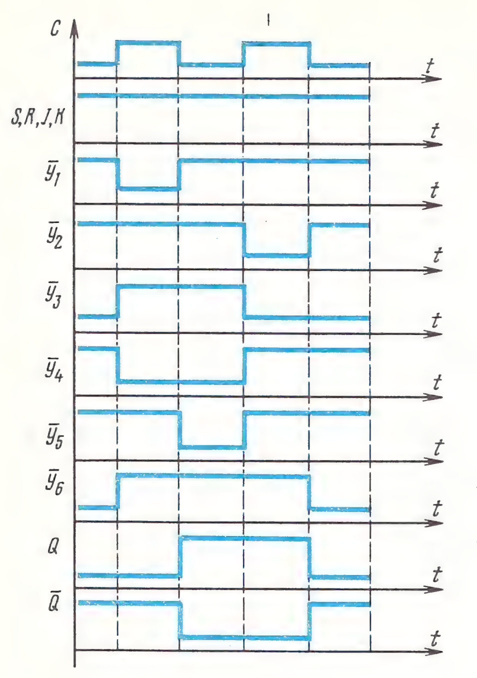
На рис. 12.9 приведена временна́я диаграмма работы JK-триггера в счетном режиме (на входах S, R, J, K — единичные уровни) при нулевом начальном состоянии (на выходе Q — 0).

Кроме JK-триггеров наиболее часто применяются еще так называемые D-триггеры и T-триггеры, графические изображения которых приведены на рис. 12.10.

D-триггер имеет один логический вход D, состояние которого с каждым синхронизирующим импульсом передается на выход, т. е. сигнал на прямом выходе Q представляет собой задержанный на время действия синхронизирующего импульса (на один такт) входной сигнал. Для перевода D-триггера в счетный режим достаточно соединить его инверсный выход $\bar{Q}$ с логическим входом D (на рис. 12.10 показано штриховой линией).

T-триггер также имеет один логический вход T. Если на этот вход подана 1, то триггер работает в счетном режиме; если подан 0, то синхронизирующие импульсы не изменяют состояния триггера.

Из трех рассмотренных триггеров со сложной логической структурой, JK-триггер является универсальным, так как, выполнив показанные на рис. 12.11 соединения, из него легко можно получить и D-триггер, и T-триггер.



← *Рис. 12.9*. Временна́я диаграмма работы JK-триггера

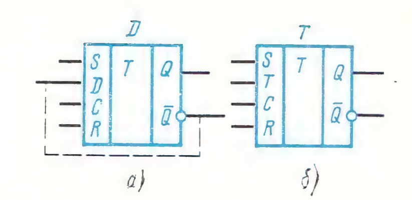


Рис. 12.10. Графическое изображение D-триггера и T-триггера

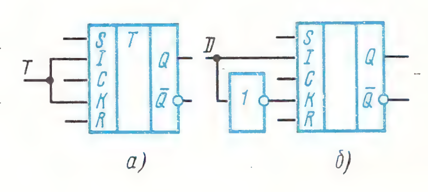


Рис. 12.11. Преобразование JK-триггера:
а — D-триггер; *б* — T-триггер

Следует заметить, что в JK-, D-, T-триггерах установочные входы S и R могут отсутствовать.

12.7. Суммирующий счетчик импульсов и дешифратор

На рис. 12.12 показан так называемый трехразрядный суммирующий счетчик импульсов, построенный на трех соединенных последовательно и работающих в счетных режимах триггерах, T_1, T_2, T_3. Пусть исходное состояние всех триггеров 0, т. е. на их прямых выходах Q нули, а на инверсных $\bar{Q}$ единицы. Этому состоянию счетчика соответствует двоичный код 000 на выходах $У_3$, $У_2$, $У_1$ (состояние счетчика принято записывать, начиная с состояния последнего триггера). При поступлении на вход X первого импульса состояние триггера T_1 изменится с 0 на 1, и на его инверсном выходе появится 0, который не изменит состояния триггера T_2, а следовательно, и T_3. На выходах счетчика установится двоичный код 001. При поступлении на вход X второго импульса состояние триггера T_1 изменится с 1 на 0, появившаяся на его инверсном выходе 1 изменит состояние триггера T_2 с 0 на 1, а состояние триггера T_3 не изменится, так как на инверсном выходе триггера T_2 будет 0. В результате на выходах счетчика установится двоичный код 010.

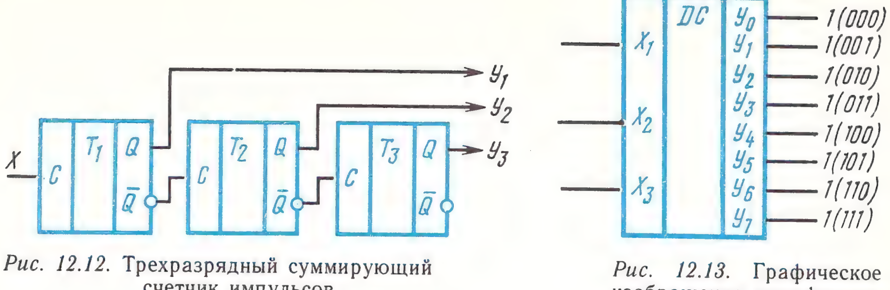


Рис. 12.12. Трехразрядный суммирующий счетчик импульсов

Рис. 12.13. Графическое изображение дешифра тора

Легко убедиться, что третьему импульсу будет соответствовать двоичный код 011, четвертому — 100, пятому — 101, шестому — 110, седьмому — 111, и только при поступлении на вход X восьмого импульса счетчик возвратится в исходное состояние 000.

Если счетчик дополнить дешифратором — электронным устройством, у которого каждая двоичная кодовая комбинация на входах вызывает появление сигнала только на одном из выходов,— то можно осуществлять логическое управление подключенными к выходам этого дешифратора электронными устройствами. Для работы с трехразрядным счетчиком требуется дешифратор, имеющий три входа и восемь выходов. Графическое изображение такого дешифратора показано на рис. 12.13. Против каждого выхода проставлен уровень 1, который появляется только при двоичном кодовом сочетании на входах X_3, X_2, X_1, указанном в скобках; при других кодовых сочетаниях на этом выходе будет 0.

Сочетание трехразрядного счетчика с дешифратором применяется, например, в блоках сенсорного выбора программ (СВП-4) телевизионных приемников. Счетчик построен на микросхемах К 155 ТВ-1 (JK-триггер) и К 155 ТМ2 (два D-триггера), а в качестве дешифратора использована микросхема К 155 ИД-1.

12.8. Блок сенсорного выбора программ

На рис. 12.14 приведена структурная схема *блока сенсорного выбора программ* СВП-4, позволяющего переключать всеволновой селектор каналов на прием любой из шести заранее настроенных программ в метровом или дециметровом диапазонах волн. Блок СВП-4 состоит из двух печатных плат: выбора программ и предварительной настройки.

На плате выбора программ расположены шесть датчиков (кнопок) Кн1 — Кн6, шесть индикаторных ламп Л1 — Л6, входной ключ, мультивибратор, трехразрядный счетчик, дешифратор, ключи переключения поддиапазонов, ключи питания варикапов и отключения напряжения АПЧГ.

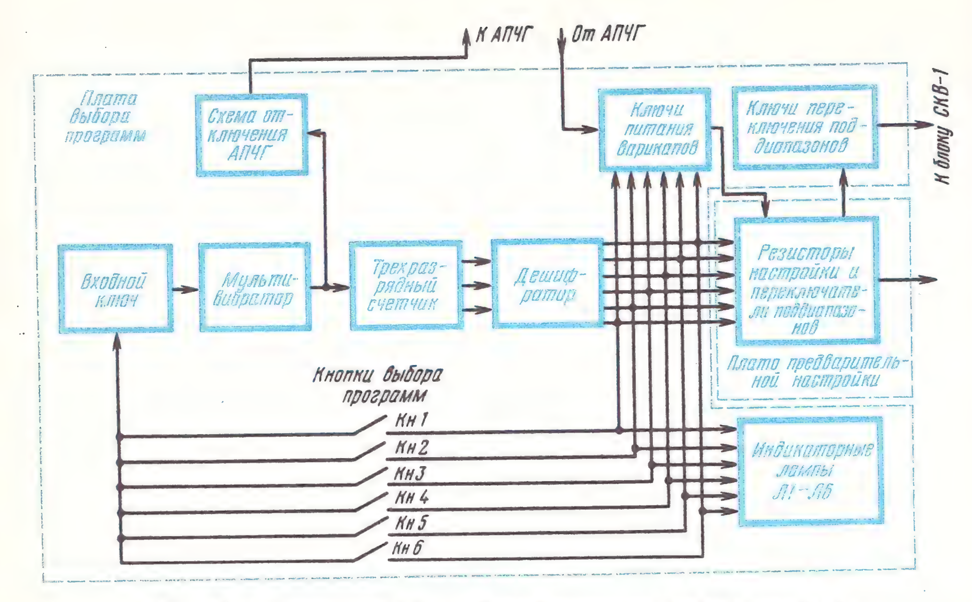


Рис. 12.14. Структурная схема блока сенсорного выбора программ

На плате предварительной настройки расположены шесть переменных резисторов, с помощью которых выставляются напряжения питания варикапов, и шесть переключателей поддиапазонов на четыре положения каждый (по числу поддиапазонов — трех метровых и одного дециметрового). На ключи питания варикапов подается также напряжение автоматической подстройки от системы АПЧГ телевизора.

В исходном состоянии, когда телевизор включен на прием какой-либо программы, входной ключ находится в таком состоянии, что мультивибратор не работает (остановлен). В это время состояние счетчика характеризуется некоторым двоичным кодом, соответствующим включенной программе.

Так, коду 000 соответствует 1-я программа, коду 001 соответствует 2-я программа, коду 010 соответствует 3-я программа, коду 011 соответствует 4-я программа и т. д.

В зависимости от значения кода счетчика на соответствующем выходе дешифратора устанавливается сигнал логической единицы, поступающий:

1) на индикаторную лампу, высвечивающую номер программы, на которой в данный момент работает телевизор;

2) на переключатель поддиапазонов, который с помощью ключей переключения поддиапазонов обеспечивает подачу на коммутирующие диоды селектора каналов комбинацию напряжений, соответствующих номеру поддиапазона принимаемой программы;

3) на определенный ключ питания варикапов, который подключает к варикапам селектора каналов метровых или дециметровых

волн выставленное соответствующим переменным резистором настройки напряжение.

Выбор другой программы производится легким нажатием соответствующей ей кнопки. При этом срабатывает входной ключ, который переводит мультивибратор в режим автоколебаний. Импульсы, выработанные мультивибратором, поступают на вход счетчика, последовательно изменяя трехзначную кодовую комбинацию на его выходе, т. е. на входе дешифратора. Выходы дешифратора связаны с кнопками выбора программ. Поэтому сигнал логической единицы появляется только на том выходе дешифратора, который связан с нажатой кнопкой выбора программ, и только в момент поступления на вход дешифратора соответствующей кодовой комбинации от счетчика.

При этом одновременно входной ключ переходит в исходное состояние и останавливает мультивибратор, а на выходе счетчика фиксируется код, соответствующий выбранной программе.

Сигнал с выхода дешифратора, воздействуя на определенный ключ питания варикапов и переключатель поддиапазонов, обеспечивает переключение селектора каналов.

При этом также включается соответствующая индикаторная лампа, высвечивая номер вновь выбранной программы.

Во время переключения с одной программы на другую (в течение около 1 с) исчезает сигнал промежуточной частоты изображения.

При этом происходит ложное срабатывание системы АПЧГ, которое может вызвать расстройку контуров селектора каналов.

Во избежание ложного срабатывания, система АПЧГ кратковременно отключается (блокируется) специальной схемой отключения АПЧГ. Она запускается первым импульсом с выхода мультивибратора.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Объясните работу устройства, схема которого изображена на рис. 12.1.
2. Объясните действие логического элемента ИЛИ и таблицу истинности (рис. 12.2).
3. Как элемент НЕ осуществляет ивертирование сигнала?
4. Что такое триггер?
5. Как работает синхронный триггер?
6. Объясните действие устройства, схема которого изображена на рис. 12.8.
7. Как работает трехразрядный суммирующий счетчик?
8. Поясните принцип работы СВП-4.

Глава 13

УСИЛИТЕЛЬ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ РАДИОСИГНАЛОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ

13.1. Частотная характеристика УПЧИ

Усилитель промежуточной частоты радиосигналов изображения современного телевизионного приемника во многом определяет ка-

чество работы телевизора в целом. Видеоусилитель и радиочастотный блок обеспечивают усиление сигналов не более чем в 300...500 раз, а УПЧИ — в тысячи раз. Следовательно, УПЧИ определяет наиболее важный параметр телевизора — его чувствительность.

В УПЧИ одновременно усиливаются напряжения промежуточных частот радиосигналов изображения и звукового сопровождения. Для получения высококачественного изображения и звука УПЧИ должен иметь равномерную широкую полосу пропускания до 5,5... 6 МГц, линейную фазовую характеристику и обладать высокой избирательностью. Кроме того, наличие на входе УПЧИ одной полной боковой полосы частот радиосигнала изображения, а другой частично подавленной предъявляет дополнительные требования к форме его частотной характеристики. Напомним, что несущая частота радиосигнала изображения ниже несущей частоты радиосигнала звукового сопровождения на 6,5 МГц, но так как частота гетеродина выше несущих частот, то в УПЧИ, наоборот, промежуточная частота радиосигнала изображения выше промежуточной частоты радиосигнала звукового сопровождения.

На рис. 13.1 показана идеализированная частотная характеристика УПЧИ, отвечающая перечисленным требованиям.

Действительная характеристика должна максимально приближаться к идеализированной и может отличаться от нее лишь в пределах определенных допусков.

Из характеристики видно, что правый склон, где располагается промежуточная частота радиосигнала изображения $f_{пр.и}$, должен быть в пределах 1,5 МГц пологим. Это объясняется следующими соображениями: нижняя боковая полоса частот радиосигнала изображения подавляется, как известно, не полностью, и поэтому антенна телецентра излучает часть колебаний этой полосы (примерно 0,75 МГц), расположенных в непосредственной близости к несущей частоте $f_{н.и}$ (рис. 13.2, *а*). Это значит, что колебания высших и средних боковых частот радиосигнала изображения (незаштрихованная часть) передаются только одной верхней боковой полосой, а колебания низших частот (заштрихованная часть) передаются двумя боковыми полосами. В результате на нагрузке видеодетектора амплитуда низших частот окажется вдвое большей амплитуды высших, что не будет соответствовать действительному распределению амплитуд частотных составляющих сигнала изображения.

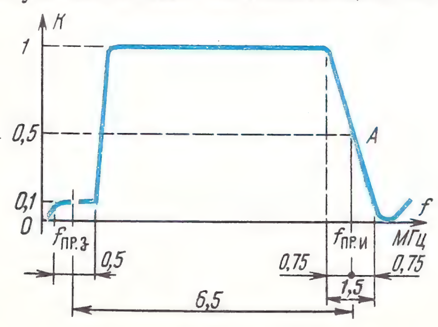


Рис. 13.1. Идеализированная форма частотной характеристики УПЧИ

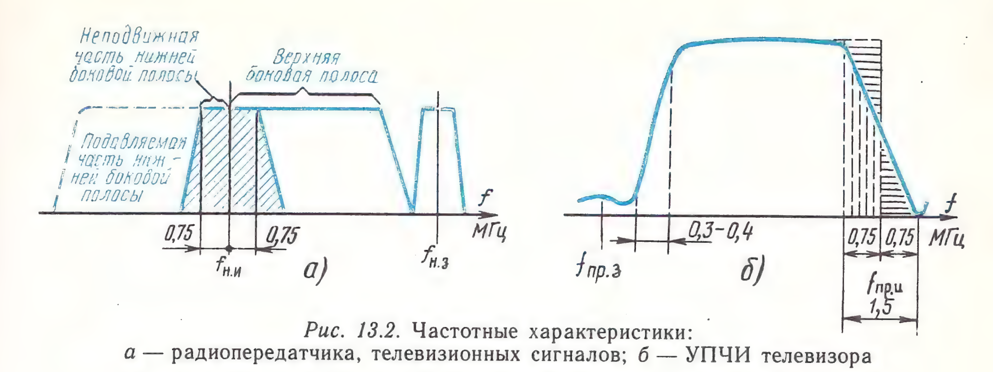


Рис. 13.2. Частотные характеристики:
а — радиопередатчика, телевизионных сигналов; *б* — УПЧИ телевизора

Для компенсации преобладающего значения низкочастотных составляющих, занимающих спектр в 0,75 МГц, промежуточная частота радиосигнала изображения должна располагаться не на максимуме частотной характеристики УПЧИ, а на середине ее склона (см. рис. 13.1), благодаря чему колебания низкочастотных и высокочастотных составляющих в принятом сигнале уравниваются и приводятся в соответствие с их действительными соотношениями.

На рис. 13.2, *б* штриховыми линиями показано, что при сложении колебаний, расположенных симметрично относительно частоты в спектрах шириной 0,75 МГц, их суммарная амплитуда на нагрузке видеодетектора будет такой же, как и у колебаний всех остальных составляющих сигнала изображения.

При смещении $f_{пр.и}$ по склону частотной характеристики от точки *А* ниже уровня 0,5 (см. рис. 13.1) происходит уменьшение уровня низкочастотных составляющих сигналов изображения по сравнению с высокочастотными. При этом уменьшается контрастность изображения, но увеличивается его четкость. При смещении $f_{пр.и}$ от точки *А* выше уровня 0,5, наоборот, контрастность увеличивается, а четкость уменьшается. И только при расположении $f_{пр.и}$ на середине правого склона частотной характеристики изображение будет воспроизводиться правильно.

От левого склона частотной характеристики зависит ширина полосы пропускания УПЧИ, что в первую очередь определяет четкость принимаемого изображения. Отсюда следует, что левый склон характеристики должен быть достаточно крутым. Однако большая крутизна левого склона вызывает значительные фазовые искажения сигнала в области высоких частот, которые ухудшают качество изображения, так как на нем проявляются «повторы» и другие искажения. Практически занимаемая этим склоном полоса частот составляет 300...400 кГц (рис. 13.2, *б*). При увеличении крутизны склона фазовые искажения становятся недопустимыми.

Плоский участок (вершина) частотной характеристики не должен иметь значительных провалов, так как это вызовет плохую передачу полутонов средних деталей изображения и появление серых «хвостов» около вертикальных черных линий («тянучки»).

Вблизи левого склона частотной характеристики располагается промежуточная частота радиосигнала звукового сопровождения. Она ниже на 6,5 МГц промежуточной частоты радиосигнала изображения.

13.2. Избирательные свойства УПЧИ

Избирательные свойства УПЧИ, т. е. степень подавления им мешающих сигналов, определяются формой частотной характеристики вне полосы пропускания.

Мешающими сигналами являются следующие.

1. *Радиосигнал звукового сопровождения принимаемого канала.* Как указывалось ранее, УПЧИ усиливает одновременно радиосигналы изображения и звукового сопровождения. При большом уровне радиосигнала звукового сопровождения вследствие его паразитной амплитудной модуляции после видеодетектора образуется помеха, которая вызывает на экране телевизора горизонтальные темные полосы, следующие в такт со звуком.

Для устранения этой помехи радиосигнал звукового сопровождения до видеодетектора (т. е. в УПЧИ) должен подавляться в 10 раз (20 дБ) по сравнению с радиосигналом изображения. Это значит, что коэффициент усиления УПЧИ для радиосигнала звукового сопровождения должен составлять 0,1 от уровня усиления радиосигнала изображения в полосе пропускания (см. рис. 13.1), причем участок частотной характеристики, в середине которого располагается промежуточная частота радиосигнала звукового сопровождения $f_{пр.з}$, должен представлять собой плоскую «ступеньку» шириной 0,5 МГц для предотвращения паразитной амплитудной модуляции. Полоса частот, занимаемая «ступенькой», делается вдвое шире полосы частот радиосигнала звукового сопровождения (0,25 МГц). Это необходимо для того, чтобы при уходе частоты гетеродина радиосигнал звукового сопровождения не попал на соседние участки частотной характеристики.

В цветных телевизорах промежуточная частота радиосигнала звукового сопровождения в видеодетекторе подавляется по сравнению с сигналом изображения в 60...100 раз. Делается это для того, чтобы предотвратить появление на изображении помех в виде крупной сетки от биений (с частотой порядка 2,0 МГц) между колебаниями промежуточной частоты $f_{пр.и}$ и поднесущими частотами сигнала цветности.

2. *Несущие частоты радиосигнала звукового сопровождения и изображения соседних телевизионных каналов*, напряжение которых должно быть ослаблено до видеодетектора по отношению к напряжению радиосигнала изображения принимаемого канала не менее чем в 60...100 раз. Такие высокие требования к избирательности телевизора необходимы в связи с многопрограммным вещанием.

В табл. 4 для каждого телевизионного канала метрового диапазона указаны ближайшие по частоте мешающие каналы и рас-

Таблица 4

Помехи от соседних телевизионных каналов

Канал		Расстройка относительно несущей частоты изображения, МГц	Канал		Расстройка относительно несущей частоты изображения, МГц
принимаемый	мешающий		принимаемый	мешающий	
I	II	+9,5	VII	VIII	+8
II	I	—3	VIII	VII	—1,5
III	IV	+8	VIII	IX	+8
IV	III	—1,5	IX	VIII	—1,5
IV	V	+8	IX	X	+8
V	IV	—1,5	X	IX	—1,5
VI	VII	+8	X	XI	+8
VII	VI	—1,5	XI	X	—1,5
			XI	XII	+8
			XII	XI	—1,5

стройки их несущих частот изображения (знак «+») и звукового сопровождения (знак «—») относительно несущей частоты изображения принимаемого канала.

Из таблицы следует, что мешающими являются в основном сигналы с расстройками относительно $f_{0и}$ принимаемого канала, равными — 1,5 и +8 МГц, что поясняется дополнительно рис. 13.3. Только в одном случае расстройка составляет —3 МГц и в одном +9,5 МГц. В дециметровом диапазоне волн расстройки также составляют —1,5 и +8 МГц.

Частотная характеристика, обеспечивающая необходимые избирательные свойства УПЧИ, показана на рис. 13.4.

Ширина полосы пропускания отсчитывается между линиями, пересекающими частотную характеристику УПЧИ справа на уровне 0,5 и слева на уровне 0,7. Чем шире эта полоса, тем выше четкость изображения. В пределах полосы пропускания частотная характеристика имеет форму, близкую к прямой линии, параллельной оси частот. Это значит, что УПЧИ в этих пределах должен обладать чисто активным сопротивлением и поэтому не вносить частотных и фазовых искажений. На склонах частотная характеристика достаточно круто спадает к оси частот. Здесь составляющие сигнала изображения подвержены частотным и фазовым искажениям тем в большей степени, чем больше крутизна склона (чем выше избирательность). За пределами полосы пропускания коэффициент усиления УПЧИ резко понижается, особенно вблизи частот: 31,5 МГц ($f_{пр.и}$), 30 МГц (расстройка +8 МГц), 39,5 МГц (расстройка —1,5 МГц) и 41 МГц (расстройка —3 МГц).

Требуемую форму частотной характеристики УПЧИ можно получить, используя одиночные колебательные контуры и различные резонансные фильтры, настроенные на определенные частоты. В качестве межкаскадных связывающих цепей нашли также примене-

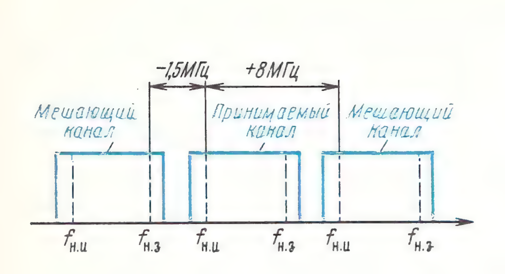


Рис. 13.3. Мешающее действие соседних каналов

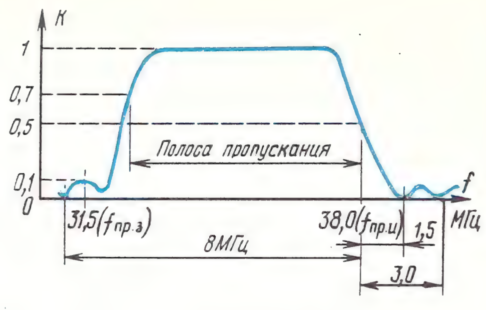


Рис. 13.4. Основные параметры частотной характеристики УПЧИ

ние специальные П-, Т- и М-образные фильтры, фильтры типа «дифференциальный мост», а также сложные фильтры сосредоточенной селекции ФСС.

Помимо основных контуров, обеспечивающих усиление сигнала, в формировании частотной характеристики УПЧИ участвуют еще и режекторные фильтры, уменьшающие усиление на мешающих частотах (30; 31,5; 39,5; 41 МГц).

13.3. УПЧИ со взаиморасстроенными и режекторными контурами

Схема включает в себя несколько (3...4) каскадов, нагруженных на одиночные или связанные колебательные контуры, имеющие одногорбую частотную характеристику.

На рис. 13.5 показано, как формируется частотная характеристика такого УПЧИ. Для получения пологого правого склона надо, очевидно, чтобы характеристика контура IV была пологой. Контур I, формирующий левый склон, должен иметь большую добротность. Некоторая волнистость характеристики на средних частотах не имеет большого значения, если уровень всплесков не превышает ±15%.

Однако схема со взаиморасстроенными контурами не обладает достаточной избирательностью по отношению к мешающим сигна-

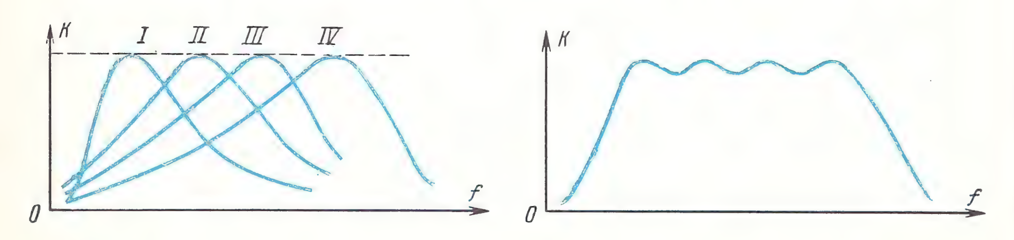


Рис. 13.5. Формирование частотной характеристики УПЧИ с помощью взаиморасстроенных контуров

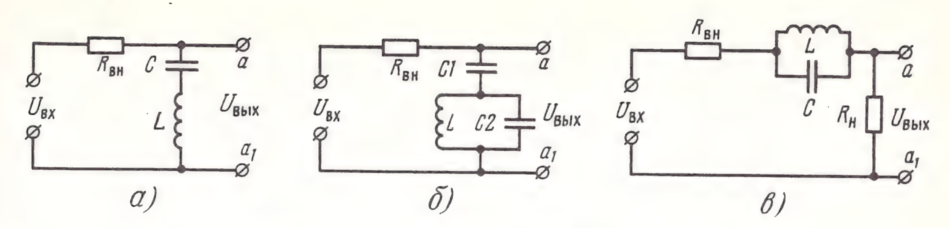


Рис. 13.6. Режекторные контуры:
а, б — последовательная LC цепь; *в* — параллельная LC цепь

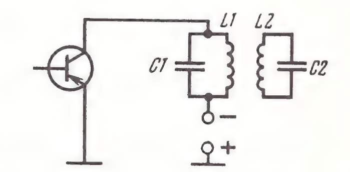


Рис. 13.7. Режекторный замкнутый контур

лам, поэтому для окончательного формирования частотной характеристики используются режекторные или «отсасывающие» контуры, настроенные на ту частоту, которую необходимо подавить.

На рис. 13.6 показаны режекторные контуры, которые наиболее часто используют в УПЧИ.

В качестве основного типа режекторного контура используется *последовательная* (см. рис. 13.6, *а*, *б*) или *параллельная* (см. рис. 13.6, *в*) LC цепочка. Все применяемые схемы режекции основаны на резонансных свойствах контуров. Эти свойства используются для того, чтобы уменьшить усиление УПЧИ на частотах мешающих сигналов.

Принцип режекции заключается в следующем: при резонансе образуется делитель напряжения, состоящий из резонансного сопротивления контура и внутреннего сопротивления источника сигнала $R_{вн}$ (лампа, транзистор, на котором собран каскад УПЧИ), сопротивления нагрузки $R_н$.

В схеме рис. 13.6, *а* сигнал подавляемой (режектируемой) частоты, на которую настроен контур LC, падает в основном на сопротивление $R_{вн}$, значительно большем резонансного сопротивления контура. Поэтому на выходе схемы (точки aa_1) мешающий сигнал незначителен. Резонанс получается «острым», если $R_{вн}$ достаточно велико.

Если же оно невелико, то добротность последовательного контура $LCR_{вн}$ мала и он режектирует не одну частоту, а некоторую полосу частот. В таком случае используется контур, показанный на рис. 13.6, *б*. Здесь контур LC2 подключен через конденсатор C1, что ослабляет связь контура с внутренним сопротивлением источника $R_{вн}$ и уменьшает шунтирующее действие последнего. Контур LC2 настроен на частоту выше режектируемой. Поэтому его сопротивление на режектируемой частоте имеет индуктивный характер. Совместно с конденсатором C1 контур LC2 образует последовательный колебательный контур с малым сопротивлением, поэтому режекция получается эффективной.

Для каждого значения сопротивления $R_{вн}$ существует оптимальное соотношение между емкостями C_1 и C_2. В схеме, показанной на рис. 13.6, *в*, сопротивление колебательного контура на резонансной частоте велико и подавляемый сигнал падает, главным образом, на нем, а на выходе схемы (aa_1) он мал.

Распространен еще один тип режектора (рис. 13.7), который представляет собой замкнутый контур L2C2, индуктивно связанный с основным контуром L1C1.

На резонансной частоте полное сопротивление контура L2C2 минимально (равно очень малому активному сопротивлению катушки L2). Таким образом, для резонансной частоты (частота мешающего сигнала) получается короткозамкнутый виток, связанный с катушкой основного контура L1. Этот виток отбирает («отсасывает») энергию на режектируемой частоте и вызывает тем самым уменьшение усиления каскада.

13.4. УПЧИ с М-фильтром

Усилительный каскад с *М*-фильтром называется *М*-каскадом (рис. 13.8). В этой схеме индуктивности L_1 и L_3 совместно с паразитными емкостями $C_{вых}$ и $C_{вх}$ действуют как два одиночных контура, один из которых включен в выходную цепь предыдущего каскада $L1C_{вых}$, а другой — во входную цепь следующего каскада УПЧИ $L3C_{вх}$. Это основные контуры. Они экранированы друг от друга, а элементами связи между ними служат две цепи: активная, внешняя, через резистор $R_{св}$ и внутренняя, частотно-избирательная, через контуры L2C2 и L4C4, которые на эквивалентной схеме (рис. 13.8, *б*) обозначены сопротивлением $Z_{св}$.

Контуры L2C2 и L4C4 включены параллельно друг другу и являются режекторными. Оба режекторных контура последовательные, что значительно уменьшает сигнал на резонансных частотах. На частотах, отличных от резонансной, в пределах полосы про-

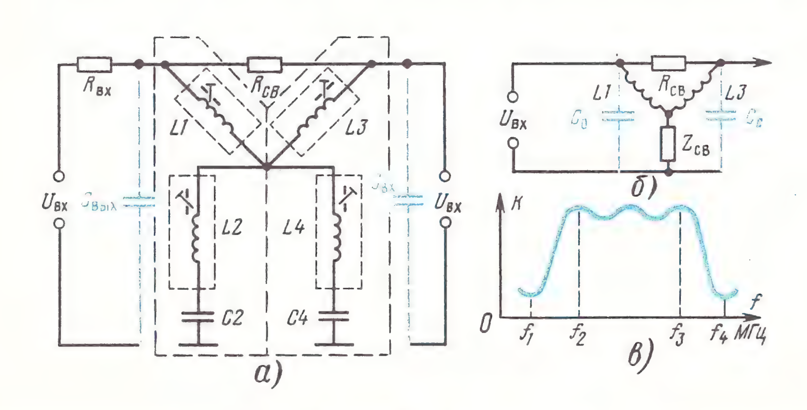


Рис. 13.8. УПЧИ с М-фильтром:
а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема; *в* — частотная характеристика

пускания сопротивление одного из контуров имеет емкостный характер, а другого — индуктивный, так как оба они настроены на разные частоты. Контур L2C2, настроен на частоту 32 МГц, L4C4 — на частоту 39,5 МГц. При одинаковой добротности этих контуров два параллельно подсоединенных реактивных сопротивления с различными значениями взаимно компенсируют друг друга, и результирующее сопротивление связи остается всегда активным.

Частотная характеристика М-фильтра приведена на рис. 13.8, *в*.

Каскад обладает четырьмя резонансами.

1. *Резонанс напряжений на частоте* f_1 режекторного контура L2C2. Этот контур настроен на промежуточную частоту сигнала звукового сопровождения собственного канала, и, таким образом, этот сигнал подавляется на 90—95%, а необходимый уровень сигнала промежуточной частоты звукового сопровождения обеспечивается путем правильного выбора сопротивления внешней связи $R_{св}$, через которое на частоте f_1 имеется межкаскадная связь. Сопротивление $R_{св}$ уменьшает также неравномерность в усилении сигналов средних частот полосы пропускания.

2. *Резонанс токов на частоте* f_2 контура $L1C_{вых}\,z_{св}$. Усиление на этой частоте максимально, это одна из частот полосы пропускания УПЧИ.

3. *Резонанс токов на частоте* f_3 контура $L3C_{вх}\,Z_{св}$. Усиление на этой частоте максимально, это еще одна частота полосы пропускания УПЧИ.

4. *Резонанс напряжений на частоте* f_4 режекторного контура L4C4; f_4 — мешающая частота соседнего канала, отстоящая от несущей частоты изображения на 1,5 МГц.

Из частотной характеристики видно, что схема отвечает требованиям, которые предъявляются к УПЧИ, так как здесь подавляются все мешающие сигналы, а частотная характеристика линейна в полосе пропускания.

Значения резонансных частот контуров показаны на рис. 13.8, *в*. Недостатком схемы такого устройства является сложность настройки, вызванная взаимным влиянием друг на друга режекторных и основных контуров. Несмотря на то, что подавление сигналов частот f_1 и f_4 здесь велико, мешающие частоты соседних каналов полностью не подавляются, что приводит к необходимости сочетать УПЧИ с М-фильтром с другими резонансными системами. При многоканальном телевизионном вещании избирательность телевизоров желательно иметь более высокой.

При высокой избирательности крутизна склонов частотной характеристики М-фильтра велика, что приводит к возникновению фазовых искажений и ухудшению качества изображения. Поэтому чаще используется фильтр типа «дифференциальный мост», обеспечивающий такое изменение частотной характеристики УПЧИ, при котором крутизна правого склона плавно понижается в пределах от —0,75 до +0,75 МГц относительно $f_{пр.и}$, а в пределах от 0,75 до 1,5 МГц резко падает (рис. 13.9). Это позволяет получить высокую избирательность и устранить фазовые искажения.

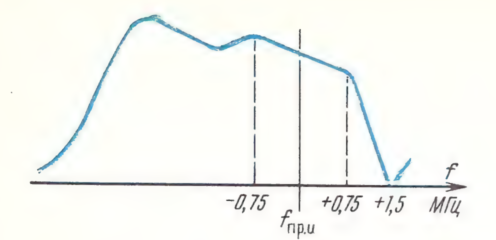


Рис. 13.9. Коррекция фазовых искажений изменением формы частотной характеристики УПЧИ

13.5. УПЧИ с фильтром «дифференциальный мост»

Схема фильтра «дифференциальный мост» изображена на рис. 13.10, *а*. В ней контур $L1C_{вых}$ первого каскада УПЧИ связан с контуром $L4C_{вх}$ второго каскада УПЧИ через мостовое устройство.

Мост (рис. 13.10, *б*) имеет четыре плеча, два — образуют одинаковые половинки катушки связи $L_{св}/2$, два других содержат резистор $R_{св}$ и последовательный колебательный контур L2C2. Так как средняя точка катушки с индуктивностью $L_{св}$ заземлена, то связь контуров $L1C_{вых}$ и $L4C_{вх}$, включенных в разные диагонали моста, осуществляется по двум цепям: первая через $R_{св}$ и вторая через последовательный режекторный контур L2C2. Этот контур настраивается на частоту 39,5 МГц (частота соседнего канала, отстоящая на 1,5 МГц от промежуточной частоты сигнала изображения, т. е. 38 МГц). Сопротивление контура на резонансной частоте должно быть равно сопротивлению связи $R_{св}$, так как только в этом случае соблюдается равенство $R_{св}L_{св}/2=R_{C2L2}L_{св}/2$, т. е. балансировка моста. Это, в свою очередь, означает, что сигнал с частотой 39,5 МГц из контура $L1C_{вых}$ не пройдет в контур $L4C_{вх}$, так как контуры находятся в разных диагоналях. Баланс

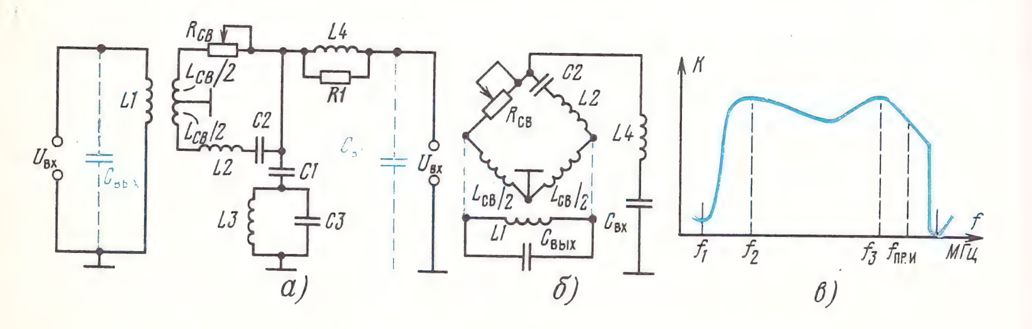


Рис. 13.10. УПЧИ с фильтром типа «дифференциальный мост»:
а — принципиальная схема; *б* — дифференциальный мост; *в* — частотная характеристика

моста наступает в узкой полосе частот, поэтому такая схема подавления мешающего сигнала обеспечивает высокую избирательность УПЧИ. Для всех других частот полосы, когда мост разбалансирован и сопротивление контура L2C2 велико, связь между каскадами УПЧИ осуществляется через верхнюю по схеме половину катушки связи и резистор $R_{св}$. Сигналы промежуточной частоты звукового сопровождения 31,5 МГц подавляются режекторным контуром C1L3C3; основные контуры $L1C_{вых}$ и $L4C_{вх}$ настраиваются на средние частоты полосы пропускания f_2 и f_3 и имеют на них максимальное усиление.

Результирующая частотная характеристика показана на рис. 13.10, *в*. Как видно из рисунка, имеет плавный спад в районе промежуточной частоты изображения и резкий на частотах, близких к несущей частоте сигнала звукового сопровождения соседнего канала. При такой частотной характеристике удовлетворяются требования высокой избирательности и отсутствия фазовых искажений.

13.6. УПЧИ с фильтром сосредоточенной селекции (ФСС)

В настоящее время наибольшее распространение получили УПЧИ, где на входе устанавливается сложная фильтрующая система — фильтр сосредоточенной селекции (ФСС), который определяет частотную характеристику и избирательность УПЧИ в целом. Все же каскады УПЧИ широкополосные и настраиваются в интервале частот 30...40 МГц.

Такой способ построения УПЧИ имеет ряд преимуществ: во-первых, обеспечивается возможность самостоятельной настройки ФСС, и, во-вторых, меньшее влияние на частотную характеристику оказывают входные и выходные емкости транзисторов, которые резко меняются при изменении температуры и при воздействии на транзистор напряжения АРУ. Кроме того, малые входные сопротивления транзисторов шунтируют нагрузку и ухудшают ее резонансные свойства.

На рис. 13.11 показана принципиальная схема ФСС. В ее состав входят три режекторных контура: L1C1C2, L2C3C4, L9C7C8, которые обеспечивают требуемую избирательность УПЧИ на частотах 31,5; 41 и 30 МГц соответственно.

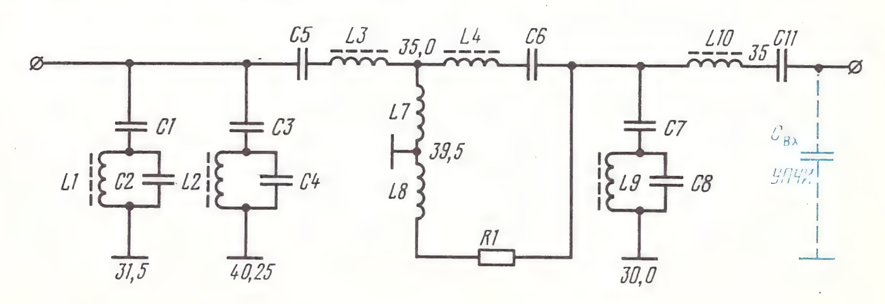


Рис. 13.11. Принципиальная схема ФСС

Для подавления частоты 39,5 МГц применен фильтр «дифференциальный мост», состоящий из катушек L7 и L8, с заземленной средней точкой, последовательного колебательного контура L4C6 и резистора R1.

Контуры L3C5 и L10C11$C_{вх}$ являются основными и имеют максимальный коэффициент передачи на средней частоте полосы пропускания 35,0 МГц.

Возможны другие варианты схем ФСС, но все они обеспечивают формирование частотной характеристики УПЧИ в полосе пропускания и вне ее, и поэтому задача каскадов УПЧИ заключается в основном в обеспечении усиления сигналов до требуемого уровня. Для этого используются чаще всего резистивные каскады, например дифференциальные усилители, широко применяемые в УПЧИ, выполненных на микросхемах.

13.7. Дифференциальный усилитель

Дифференциальный усилитель образован двумя симметрично включенными резистивными усилителями с общей эмиттерной цепью (рис. 13.12). Усилитель имеет два входа, *А*, *Б*, и два выхода, *В*, *Г*. Источник входного сигнала можно подключать либо между входами *А* и *Б* (изолировав оба полюса источника сигнала от корпуса), либо между каждым из входов и корпусом, либо между одним из входов и корпусом, соединив при этом с корпусом другой вход. Выходное напряжение сигнала может сниматься с выходов *В* и *Г* или с любого из них относительно корпуса.

Если источник сигнала подключен между входами *А* и *Б*, то на базы транзисторов VT1 и VT2 поступают равные по уровню, но противофазные сигналы. Токи транзисторов будут также противофазными и, проходя по общему в цепи эмиттеров резистору R6, создадут на нем сигналы, почти равные по величине и совпадающие по фазе с сигналами на базах (как у эмиттерных повторителей). На коллекторных выходах образуются усиленные сигналы, противоположные по фазе входным.

При полной идентичности параметров элементов плеч дифференциального усилителя, созданные токами транзисторов на резисторе R6 эмиттерные напряжения взаимно компенсируются.

Коллекторные выходные напряжения будут равны, но противофазны $U_{к1} = -U_{к2}$, следовательно, разность потенциалов между выходами *В* и *Г* $U_{ВГ} = U_{к1} - (-U_{к2}) = 2U_{к}$, т. е. напряжение удваивается.

Также удвоенным напряжение между этими выходами будет и тогда, когда вход одного из транзисторов, например вход *Б*, через конденсатор С будет соединен с корпусом, а сигнал будет подаваться на вход *А*. При этом транзистор VT1 включен по схеме с общим эмиттером, а VT2 — с общей базой.

Созданное током транзистора VT1 на резисторе R6 напряжение совпадает по фазе с входным сигналом (эмиттерный повторитель), а на коллекторном выходе *В* оно противоположно по фазе. Для

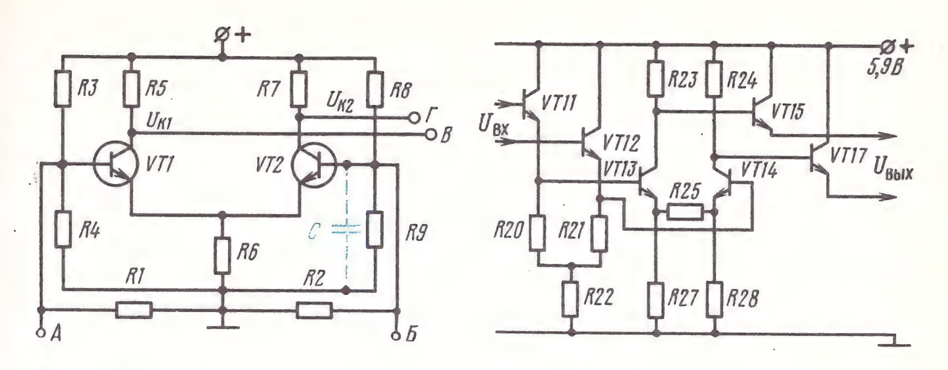


Рис. 13.12. Дифференциальный усилитель

Рис. 13.13. Дифференциальный усилитель микросхемы К174УР2Б

транзистора VT2 напряжение на R6 является входным, и его фаза на выходе *Г* не меняется (каскад с общей базой).

Таким образом, между выходами *В*, *Г* опять образуются равные по величине, но противоположные по фазе напряжения, а суммарное напряжение в этом случае, как известно, удваивается.

Если на оба входа, *А* и *Б*, относительно корпуса поступают равные и синфазные напряжения (например, паразитные наводки или помехи, обусловленные флуктуацией питающих напряжений), то на коллекторных выходах обоих каскадов образуются также равные и синфазные напряжения, из-за чего они между выходами *В* и *Г* вычитаются.

Следует обратить внимание, что усиление синфазных сигналов ослабляется еще и из-за воздействия на оба каскада отрицательной обратной связи по току через резистор R6, включенный в общую эмиттерную цепь.

Таким образом основным достоинством дифференциального усилителя является усиление противофазных и ослабление синфазных сигналов.

Дифференциальные усилители, не имея в своем составе переходных конденсаторов, нашли широкое применение в интегральных микросхемах, так как получение конденсаторов с большой емкостью в интегральном исполнении затруднительно. В то же время достоинства дифференциальных усилителей лучше реализуются в интегральных микросхемах, поскольку идентичность параметров элементов их плеч здесь сохраняется во всем диапазоне рабочих температур. По этой причине работа дифференциальных усилителей отличается высокой стабильностью.

Практическое исполнение одного из дифференциальных усилителей микросхем К174УР2Б показано на рис. 13.13. Здесь на базы транзисторов VT13 и VT14 дифференциального усилителя через эмиттерные повторители VT11 и VT12 подаются противофазные сигналы, которые усиливаются и с коллекторных нагрузок R23, R24 через эмиттерные повторители VT15, VT17 поступают на следующий

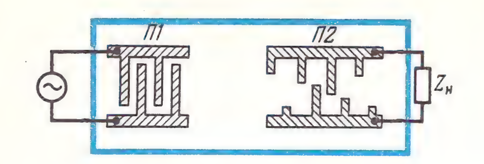


Рис. 13.14. Фильтр ПАВ

каскад, который тоже выполнен на дифференциальных усилителях. Общая эмиттерная цепь дифференциального усилителя образована резисторами R25, R27, R28.

13.8. Фильтры на поверхностно-акустических волнах

В последних моделях телевизоров в качестве колебательных систем, например фильтров сосредоточенной селекции ФСС, начали применяться новые фильтры на поверхностно-акустических волнах ПАВ.

Фильтр ПАВ выполняется в виде прямоугольной тонкой пластинки из пьезоэлектрического кристалла, на поверхности которой нанесены методом вакуумного напыления две системы алюминиевых электродов, называемых встречно-штыревыми преобразователями ВШП (рис. 13.14).

Один преобразователь *П1* является входным. Он связан с источником сигнала. Второй преобразователь *П2* — выходной, связанный с нагрузкой $Z_н$.

Работа ВШП основана на том, что входной сигнал, поступая на систему электродов *П1*, создает в пьезокристалле переменные электрические поля, вызывающие упругие деформации, которые распространяются от штыревых электродов в виде поверхностных акустических волн. На выходном преобразователе происходит обратное преобразование акустических волн в электрические сигналы.

Встречно-штыревым преобразователям присуща частотная избирательность, определяемая расстоянием (зазором) между штырями и их числом. Чем больше штырей в структуре преобразователя, тем у́же полоса пропускания фильтра ПАВ.

Частотная характеристика фильтра получается путем суммирования частотных характеристик входного и выходного ВШП. Применяя переменную длину штырей в одном из преобразователей, как показано на рисунке, удается получить более прямоугольную форму частотной характеристики. Один фильтр на ПАВ эквивалентен 9...13 колебательным контурам. Важным преимуществом фильтров является то, что они не требуют настройки.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Сформулируйте основные требования к УПЧИ.
2. Обоснуйте форму частотной характеристики УПЧИ.
3. Чем определяются избирательные свойства УПЧИ?
4. В чем заключается принцип режекции мешающих сигналов?

5. Объясните, как формируется частотная характеристика М-каскада?
6. Объясните принцип действия фильтра «дифференцирующий мост».
7. В чем особенности УПЧИ с ФСС?
8. Объясните работу дифференциального усилителя.

Глава 14

ДЕТЕКТИРОВАНИЕ И УСИЛЕНИЕ СИГНАЛОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

14.1. Назначение и особенности видеодетектора

Видеодетектор служит для выделения полного телевизионного сигнала из амплитудно-модулированного радиосигнала промежуточной частоты изображения, а также (если в схеме телевизора не предусмотрен специальный детектор) для детектирования биений между радиосигналами промежуточных частот изображения и звукового сопровождения, в результате чего образуется сигнал второй промежуточной частоты звукового сопровождения 6,5 МГц.

Видеодетектор включается на выходе УПЧИ.

Основное требование к видеодетектору — это равномерное пропускание широкой полосы частот (до 7 МГц).

Основным показателем работы видеодетектора является коэффициент передачи по напряжению, т. е. отношение полезного напряжения на выходе видеодетектора к напряжению на его входе. Коэффициент передачи по напряжению видеодетекторов 0,3...0,6.

Схема видеодетектора (рис. 14.1, *а*) и его работа принципиально не отличаются от схемы и работы диодного детектора обычного вещательного радиоприемника. На вход детектора подается амплитудно-модулированное колебание промежуточной частоты изображения $U_{вх}$ (рис. 14.1, *б*). Благодаря односторонней проводимости диода возникает пульсирующий ток $I_д$ (рис. 14.1, *в*), содержащий постоянную составляющую, переменные составляющие полного телевизионного сигнала и сигнала промежуточной частоты с рядом ее гармоник.

Нагрузкой детектора является резистор R, зашунтированный конденсатором C.

Известно, что емкостное сопротивление конденсатора C для токов промежуточной частоты и ее гармоник должно быть во много раз меньше сопротивления резистора R, так как только в этом случае токи указанных частот замкнутся через конденсатор C и не выделят напряжение на резисторе нагрузки. В то же время емкость конденсатора C должна выбираться таким образом, чтобы для высокочастотных составляющих модулирующего сигнала (в данном случае — сигнала изображения) ее емкостное сопротивление было хотя бы в 2 раза больше, чем сопротивление нагрузки R.

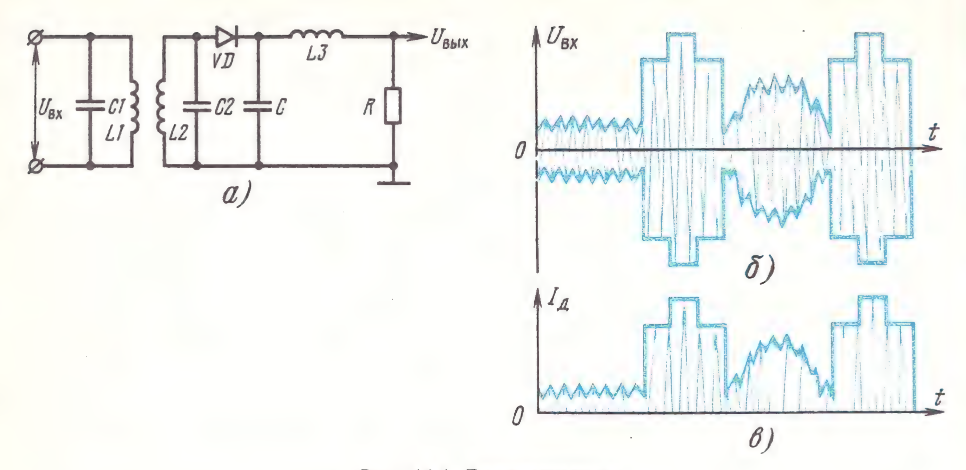


Рис. 14.1. Видеодетектор:
а — принципиальная схема; *б* — график входного напряжения; *в* — график тока диода

В противном случае высокочастотные составляющие будут завалены, что приведет к ухудшению четкости изображения.

В вещательных приемниках сопротивление нагрузки детектора обычно 0,1...0,5 МОм, а шунтирующий конденсатор имеет емкость примерно 100...300 пФ. В видеодетекторе телевизионного приемника сопротивление нагрузки не может быть выбрано более 2...3 кОм, так как для высокочастотных составляющих сигнала изображения (5,5...6,0 МГц) емкостное сопротивление даже паразитной емкости схемы (5...7 пФ) составляет 4...6 кОм.

Поскольку нагрузка видеодетектора мала, то для обеспечения требуемого коэффициента передачи внутреннее сопротивление применяемого диода должно быть как можно меньше. Если в нагрузку видеодетектора попадут токи промежуточной частоты и ее гармоник, то выделенное ими напряжение может проникнуть через паразитные обратные связи в каскады УПЧИ и вызвать их самовозбуждение.

Чтобы устранить это явление, применяют фильтрующий дроссель L3 (рис. 14.1, *а*). Для тока промежуточной частоты и его гармоник индуктивное сопротивление дросселя L3 значительно больше, чем для токов сигнала изображения, поэтому токи сигнала промежуточной частоты отводятся через конденсатор С и в нагрузку не попадают.

В видеодетекторах для расширения полосы пропускания применяют высокочастотную коррекцию, т. е. включают корректирующие дроссели, которые совместно с паразитными емкостями образуют резонансные цепи, компенсирующие завал высокочастотных составляющих сигнала изображения. Фильтрующий дроссель L3 используется в качестве элемента такой схемы коррекции.

Подробно высокочастотная коррекция будет рассмотрена при изучении схем усилителей сигналов изображения.

14.2. Схемы видеодетекторов

На рис. 14.2 показаны два варианта схем видеодетекторов. В первом из них (рис. 14.2, *б*) диод открывается положительными полупериодами колебаний промежуточной частоты. Максимальный ток через диод, а следовательно, и наиболее положительное напряжение на сопротивлении нагрузки $R_н$ получаются от сигналов, несущих информацию о самых темных местах изображения, гасящих и синхронизирующих импульсах. Такая форма сигнала (рис. 14.2, *г*) называется негативной.

Во втором варианте (рис. 14.2, *в*) напряжение на нагрузке относительно корпуса будет отрицательным (рис. 14.2, *д*).

В этом случае наименьшему значению напряжения будут соответствовать гасящие и синхронизирующие импульсы, а также сигналы от темных сюжетов изображения.

Наибольшему значению напряжения будет соответствовать сигнал, несущий информацию о светлых местах передаваемого объекта. Такая форма сигнала называется позитивной.

При выборе схемы видеодетектора учитывается, на какой электрод кинескопа — катод или управляющий электрод — подается сигнал, так как при подаче на катод сигнал должен быть негативным, а при подаче на управляющий электрод — позитивным. Это объясняется тем, что в негативном сигнале возрастание положительного напряжения, соответствующего передаче черного, при подаче на катод вызовет уменьшение тока луча и, следовательно, яркости свечения экрана. Такое же действие вызовет позитивный сигнал — сигнал отрицательной полярности,— будучи поданным на управляющий электрод кинескопа. Кроме того, при выборе схемы видеодетектора надо учитывать число каскадов видеоусилителей, включенных между детектором и кинескопом, поскольку большинство усилителей поворачивает фазу сигнала на 180°.

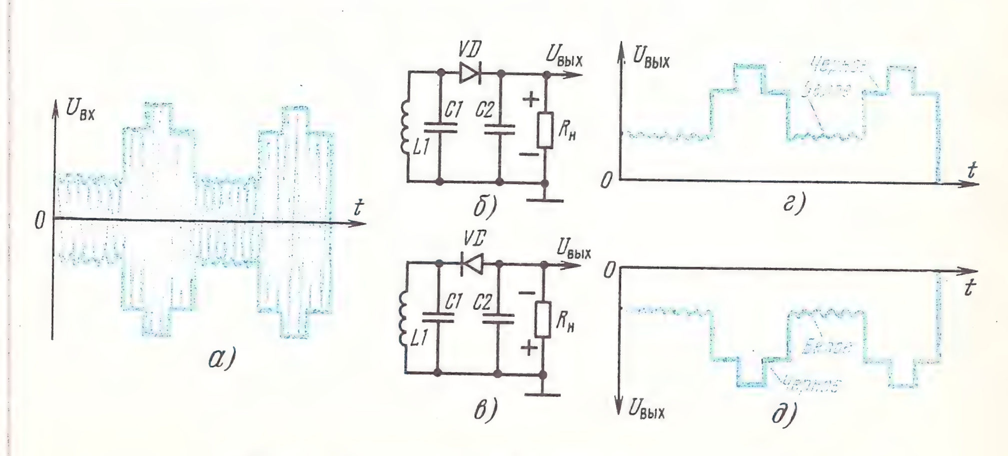


Рис. 14.2. Варианты схем включения видеодетекторов

14.3. Синхронный видеодетектор

Диодный видеодетектор дает хорошие результаты при достаточном уровне поступающего на него амплитудно-модулированного сигнала промежуточной частоты (несколько вольт). Если же уровень сигнала промежуточной частоты на выходе УПЧИ составляет доли вольта (например, при интегральном исполнении УПЧИ), то детектирование происходит на нижнем нелинейном участке вольт-амперной характеристики диода (рис. 14.3) и в выделенный на нагрузке сигнал изображения вносятся недопустимые нелинейные искажения. Поэтому для амплитудного детектирования сигналов промежуточной частоты с малым уровнем применяются более сложные методы. Одним из таких методов является синхронное детектирование.

Синхронный видеодетектор представляет собой ключ, который переключается специальным управляющим устройством синхронно с началом и окончанием каждого полупериода синусоидальных колебаний промежуточной частоты (рис. 14.4).

Роль ключа выполняет электронный коммутатор, через который в нагрузку $R_н$ проходят только положительные полупериоды амплитудно-модулированного колебания $U_{п.ч.и}$.

На нагрузке $R_н$ выделяется средняя составляющая пульсирующего напряжения $U_{R_н}$, повторяющая огибающую колебаний $U_{п.ч.и}$. Токи промежуточной частоты (как и у диодного детектора) замыкаются через конденсатор $C_н$.

Прямоугольные импульсы, управляющие коммутацией, формируются в управляющем устройстве из колебаний $U_{п.ч.и}$.

Для того чтобы они не зависели от амплитуды и фазы входного сигнала, в управляющем устройстве используются диодные ограничители и колебательный контур LC, настроенный на промежуточную частоту сигналов изображения 38,0 МГц.

Схема электронного коммутатора может быть построена так, что в нагрузку $R_н$ будут проходить в одном направлении как положи-

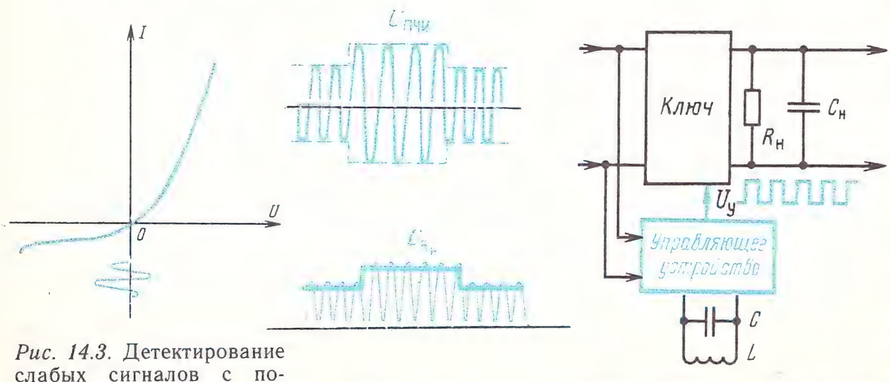


Рис. 14.3. Детектирование слабых сигналов с помощью диода

Рис. 14.4. Принцип действия синхронного детектора

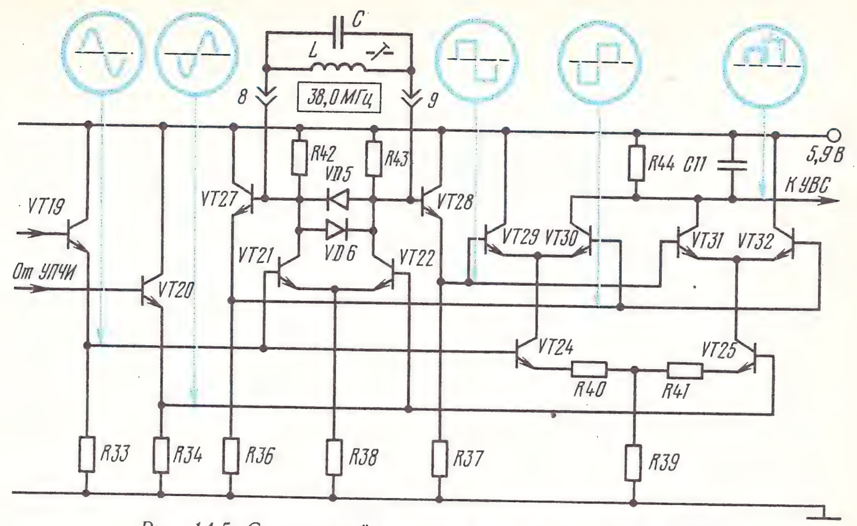


Рис. 14.5. Синхронный детектор микросхемы К174УР2Б

тельные, так и отрицательные полупериоды амплитудно-модулированных колебаний, т. е. детектирование будет двухполупериодным.

Синхронный видеодетектор микросхемы К174УР2Б (с некоторыми упрощениями) показан на рис. 14.5. Амплитудно-модулированный сигнал промежуточной частоты изображения (38,0 МГц) через эмиттерные повторители (транзисторы VT19, VT20) поступает одновременно на два дифференциальных усилителя.

Один из них собран на транзисторах VT21, VT22 и предназначен для формирования управляющих импульсов.

Второй, собранный на транзисторах VT24, VT25, с помощью включенного в его коллекторные цепи электронного коммутатора (транзисторы VT29—VT32) осуществляет детектирование сигнала промежуточной частоты.

В коллекторные цепи транзисторов VT21 и VT22 включены диодные ограничители VD5, VD6 и колебательный контур LC, настроенный на промежуточную частоту изображения 38,0 МГц (контур размещен вне микросхемы и подсоединяется к ней через выводы *8*, *9*). На коллекторных нагрузках транзисторов VT21 (R42) и VT22 (R43) образуются равные по уровню, но противоположные по фазе управляющие импульсы, следующие с частотой 38,0 МГц. Эти импульсы через эмиттерные повторители VT27 и VT28 подаются на электронный коммутатор, причем если на базах его транзисторов VT29 и VT31 в течение данного полупериода колебаний промежуточной частоты они имеют положительную полярность, то на базах транзисторов VT30 и VT32 отрицательную; в течение следующего полупериода наоборот.

Элементы схемы подобраны таким образом, что коллекторные токи транзисторов VT24 и VT25 проходят только через те два транзистора электронного коммутатора, на базах которых действуют

положительные управляющие импульсы (например, VT29 и VT31). Другие два транзистора (в данном случае VT30 и VT32) будут заперты.

Нагрузка детектора R44 подключается к транзисторам либо VT25, либо VT24, в зависимости от того, какой из транзисторов электронного коммутатора (VT31 или VT32) в данный момент открыт. При этом, как нетрудно убедиться с помощью приведенных на рис. 14.5 эпюр напряжений для одного периода модулированных колебаний, на нагрузке будут выделяться в положительной полярности как положительные, так и отрицательные полуволны синусоидального напряжения.

Частота выделенного на нагрузке синхронного детектора пульсирующего напряжения получается вдвое выше промежуточной частоты (как при двухполупериодном диодном детектировании), и токи этой частоты легче замыкаются через конденсатор $C_п$.

14.4. Основные характеристики усилителей сигналов изображения

В телевизионном приемнике размах полного телевизионного сигнала, выделенного на нагрузке видеодетектора, не превышает 1...3 В. Такое напряжение недостаточно для модуляции электронных лучей кинескопов черно-белого или цветного телевидения и должно быть усилено в несколько десятков раз. Поэтому в телевизоре между видеодетектором и кинескопом включаются усилители сигналов изображения (1...4 каскада), называемые в телевизорах черно-белого изображения *видеоусилителями*, а в телевизорах цветного изображения — *усилителями сигнала яркости и усилителями сигналов цветности.*

Кроме усилительных каскадов на участке между видеодетектором и кинескопом включаются и связываются с видеоусилителями регуляторы контрастности, яркости, цветового тона и насыщенности, цепи восстановления постоянной составляющей сигнала изображения, ограничения тока луча кинескопа, подавления поднесущих цветности в сигнале яркости и некоторые другие устройства, в том числе специфические узлы телевизоров цветного изображения, предназначенные для обработки сигналов цветности.

С усилителями сигналов изображения тесно связана работа системы автоматической регулировки усиления (АРУ).

Основные требования, предъявляемые к видеоусилителю,— это широкая (до 6 МГц) полоса пропускания при минимальных частотных, фазовых и нелинейных искажениях усиливаемых сигналов.

14.5. Амплитудная характеристика видеоусилителя

Нелинейные искажения в черно-белых телевизорах приводят к неправильному воспроизведению перепадов яркости (полутонов), а в цветных и к искажениям цветности объектов.

Кроме того, нарушается синхронизация развертывающих устройств вследствие искажения формы синхроимпульсов.

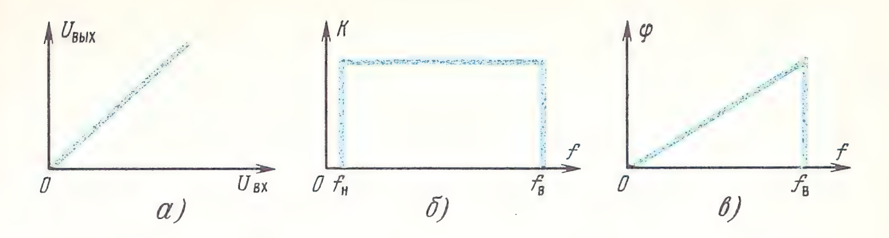


Рис. 14.6. Идеальные характеристики видеоусилителя:
а — амплитудная; *б* — частотная; *в* — фазовая

Основной причиной нелинейных искажений является нелинейность характеристик усилительных радиоламп и транзисторов.

Показателем нелинейных искажений служит амплитудная характеристика видеоусилителя, представляющая собой зависимость между мгновенными значениями выходного $U_{вых}$ и входного $U_{вх}$ напряжений сигнала изображения (рис. 14.6, *а*). В идеальном случае она должна быть линейна во всем диапазоне изменений входного сигнала.

Приведение нелинейных искажений в соответствие с техническими требованиями достигается надлежащим выбором усилительных ламп и транзисторов, а также режимов их работы.

14.6. Частотная и фазовая характеристики видеоусилителя

Частотные искажения заключаются в неодинаковом усилении видеоусилителем сигналов различных частот, а фазовые — в изменении на выходе видеоусилителя фазовых сдвигов между гармоническими составляющими сигнала изображения по сравнению с соответствующими фазовыми сдвигами на входе.

Частотные и фазовые искажения называют линейными. Причиной их возникновения является наличие в видеоусилителе реактивных (емкостных и индуктивных) сопротивлений. Частотные и фазовые искажения взаимосвязаны, т. е. изменение (увеличение или уменьшение) одного вида искажений сопровождается таким же изменением другого.

Показателем частотных искажений служит частотная характеристика, отображающая зависимость коэффициента усиления видеоусилителя K от частоты f синусоидальных составляющих усиливаемых сигналов (рис. 14.6,*б*). В идеальном случае она должна быть равномерна во всем диапазоне частот сигналов изображения от низших $f_н$ до высших $f_в$.

Показателем фазовых искажений служит *фазовая характеристика* — отображающая зависимость угла сдвига фазы φ между синусоидальными составляющими усиливаемых сигналов от их частоты (рис. 14.6, *в*). В идеальном случае она должна быть линейна.

Нарушение равномерности частотной характеристики в области низших частот сигнала изображения приводит к неправильному рас-

пределению яркостей крупных деталей изображения и появлению тянущихся продолжений («тянучек») справа от их границ. Подъем частотной характеристики и соответствующее искривление фазовой характеристики в области высших частот сигнала изображения вызывает появление «пластики», т. е. ложной рельефности изображения и окантовок («повторов») справа от вертикальных границ разноярких деталей. Завал частотной характеристики в области высших частот сопровождается уменьшением четкости (различимости мелких деталей) изображения.

14.7. Переходная характеристика видеоусилителя

Частотная и фазовая характеристики дают полное представление о свойствах видеоусилителя при усилении им синусоидальных напряжений, но поскольку сигнал изображения по своей природе импульсный, то для оценки свойств видеоусилителей пользуются *переходной характеристикой* (рис. 14.7), которая показывает, как изменяется форма поданного на вход видеоусилителя нормированного прямоугольного импульса.

Между методом исследования видеоусилителя по частотной и фазовой характеристикам и методом его исследования с помощью переходной характеристики существует однозначная связь. Так, наклон фронта и среза переходной характеристики (рис. 14.7) свидетельствует о «завале» высших частот сигнала изображения и, следовательно, об ухудшении четкости изображения. Перекос вершины обусловлен «завалом» низших частот сигнала изображения, что вызывает неправильное воспроизведение градаций яркости круп-

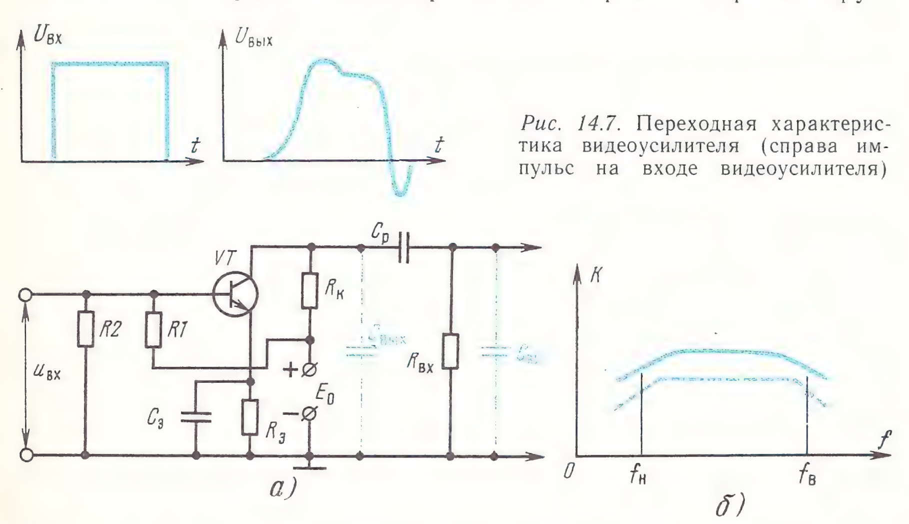


Рис. 14.7. Переходная характеристика видеоусилителя (справа импульс на входе видеоусилителя)

Рис. 14.8. Резистивный видеоусилитель: *а* — принципиальная схема; *б* — частотная характеристика

ных деталей и появление на изображении «тянучек». Выбросы на переходной характеристике указывают на наличие фазовых искажений, которые приводят к возникновению «повторов» и «пластики».

14.8. Резистивный видеоусилитель

Наименьшими линейными и нелинейными искажениями обладают резистивные усилители (рис. 14.8, *а*), которые и используются в качестве усилителей сигналов изображения.

Частотная характеристика такого усилителя практически равномерна в полосе средних частот, однако в области низших и высших частот она имеет «завалы» (рис. 14.8, *б*).

Причиной завала частотной характеристики в области низших частот являются разделительные и развязывающие конденсаторы ($C_р$ и $C_э$ на рис. 14.8, *а*). Несмотря на то, что емкости этих конденсаторов берутся довольно большими (от тысяч и десятков тысяч пикофарад до нескольких единиц микрофарад), все же на низших частотах емкостное сопротивление переходного конденсатора становится больше входного сопротивления $R_{вх}$ следующего усилительного каскада (или кинескопа), а емкостное сопротивление развязывающего конденсатора больше шунтируемого им сопротивления резистора $R_э$. В результате этого уменьшается напряжение низших частот на входе следующего каскада, а также вследствие ослабления шунтирующего действия конденсатора $C_э$ возникает отрицательная обратная связь по низшим частотам, и коэффициент усиления видеоусилителя на этих частотах падает.

Завал частотной характеристики в области высших частот происходит вследствие действия паразитных емкостей: выходной емкости данного каскада $C_{вых}$, входной емкости следующего каскада $C_{вх}$ и емкости монтажа $C_м$. Общая паразитная емкость схемы $C_п$, если пренебречь практически равными нулю на высших частотах емкостными сопротивлениями разделительных и развязывающих конденсаторов, представляет собой параллельное соединение перечисленных паразитных емкостей и равна их сумме $C_п = C_{вых} + C_{вх} + C_м$. Она не превышает нескольких пикофарад, однако на высших частотах сигнала изображения емкостное сопротивление паразитной емкости становится соизмеримым с сопротивлением нагрузки видеоусилителя и шунтирует его, снижая тем самым коэффициент усиления каскада.

В полосе средних частот емкостные сопротивления разделительных и развязывающих конденсаторов чрезвычайно малы, а паразитных емкостей — еще очень велики, поэтому их сопротивлением можно пренебречь и считать нагрузку видеоусилителя в полосе средних частот постоянной и чисто активной. Частотная характеристика в этой области частот равномерная.

Расширение зоны равномерного усиления достигается уменьшением сопротивления нагрузки видеоусилителя (показано штриховой линией на рис. 14.8, *б*), поскольку при этом шунтирующее действие паразитной емкости смещается в область более высоких частот. Та-

кой метод, несмотря на снижение коэффициента усиления видеоусилителя, широко применяется и позволяет расширить полосу пропускания усилителя до 2...3 МГц.

Для дальнейшего расширения полосы пропускания (без снижения коэффициента усиления) применяются специальные методы коррекции как в области высших частот (высокочастотная коррекция), так и в области низших частот (низкочастотная коррекция).

14.9. Высокочастотная коррекция видеоусилителя

Высокочастотную коррекцию осуществляют на входе и выходе видеоусилителя путем введения в него катушки индуктивности, которая с паразитной емкостью образует последовательный или параллельный колебательный контур. В связи с этим различают схемы *последовательной* и *параллельной* коррекции. Если в одном каскаде используют оба колебательных контура, то схема коррекции называется *сложной*.

Схема параллельной коррекции видеоусилителя показана на рис. 14.9, *а*. Здесь последовательно с резистором $R_к$ включена катушка индуктивности (дроссель) $L_к$ (десятки микрогенри). На низких и большей части средних частот индуктивное сопротивление дросселя $X_L = 2\pi f L_к$ крайне мало и на работе резистивного усилителя практически не сказывается.

С повышением частоты начинают проявляться резонансные свойства параллельного колебательного контура $L_к C_п$. Собственная частота контура f_0 выбирается вблизи высшей граничной частоты полосы пропускания $f_в$ (рис. 14.9, *б*). Вследствие резонанса сопротивление нагрузки и усиление каскада в области высших частот возрастают, чем и достигается выравнивание частотной характеристики (штриховая линия на рис. 14.9, *б*). На частотах выше

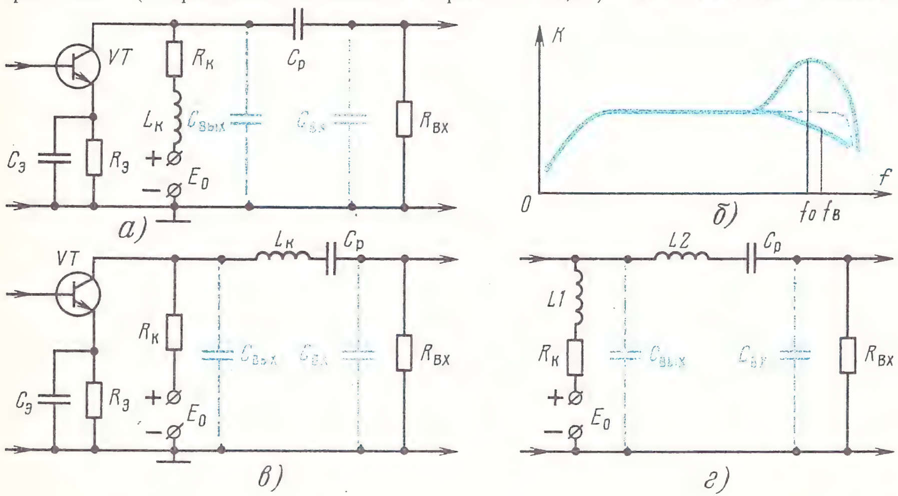


Рис. 14.9. Высокочастотная коррекция видеоусилителя

резонансной (за пределами полосы пропускания) усиление каскада резко падает.

Применение параллельной коррекции позволяет расширить полосу пропускания видеоусилителя в 1,7...1,8 раза.

Схема последовательной коррекции видеоусилителя показана на рис. 14.9, *в*. Здесь корректирующий дроссель $L_к$ включен так, что он как бы разделяет входную $C_{вх}$ и выходную $C_{вых}$ паразитные емкости. Поэтому сопротивление резистора нагрузки $R_к$ шунтируется не всей паразитной емкостью, а лишь ее частью, что расширяет полосу пропускания. Кроме того, индуктивность $L_к$ подбирается так, чтобы на граничной частоте полосы пропускания усилителя в контуре $L_к C_{вх}$ возникал резонанс напряжений (последовательный резонанс). Известно, что при последовательном резонансе напряжение на каждом из реактивных элементов контура получается больше приложенного к нему напряжения во столько раз, какова добротность контура. В связи с этим ослабление усиления на высших частотах, возникшее из-за шунтирующего действия емкости $C_{вых}$, компенсируется увеличением напряжения на элементе корректирующего контура — емкости $C_{вх}$.

Применение последовательной коррекции позволяет расширить полосу пропускания по сравнению с некорректированным усилителем почти в 2 раза.

Обе рассмотренные схемы коррекции можно объединить в одну, сложную (рис. 14.9, *г*). Процессы, происходящие в такой схеме, аналогичны тем, которые были разобраны выше, применительно к схемам простой коррекции с одним контуром. Расширение полосы пропускания при сложной коррекции может достигать 2,5 раза. Однако эта схема усложняет настройку усилителя и критична к разбросу параметров транзисторов и радиоламп. Поэтому сложная схема высокочастотной коррекции в ламповых усилителях применяется реже, а в транзисторных вообще не применяется.

В схемах высокочастотной коррекции добротность контуров получается высокой, а резонанс острым. Это может привести к чрезмерному усилению сигналов высших частот и появлению искажений изображения типа «пластика».

Для предупреждения таких искажений корректирующие дроссели шунтируются резисторами (провод наматывается непосредственно на резисторах), чем и достигается снижение добротности корректирующих контуров.

14.10. Низкочастотная коррекция видеоусилителя

Коррекция видеоусилителя в области нижних частот осуществляется путем включения последовательно с резистором нагрузки реостатно-емкостного фильтра, состоящего из резистора $R_ф$ и конденсатора большой емкости $C_ф$ (рис. 14.10, *а*).

На средних и тем более высоких частотах емкостное сопротивление конденсатора $C_ф$ очень мало, и он практически закорачивает резистор $R_ф$.

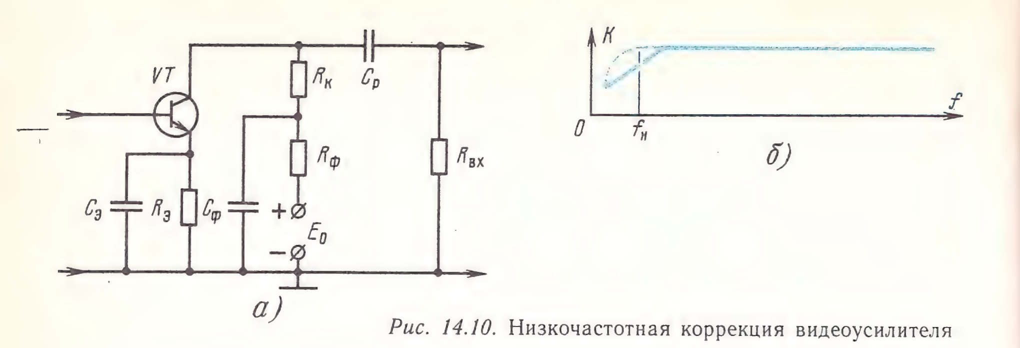


Рис. 14.10. Низкочастотная коррекция видеоусилителя

На нижних частотах (50...300 Гц) шунтирующее действие конденсатора $C_ф$ ослабляется, и сопротивление нагрузки видеоусилителя возрастает на величину эквивалентного сопротивления фильтра $R_фC_ф$. Благодаря этому коэффициент усиления на нижних частотах увеличивается, чем и компенсируется завал частотной характеристики (рис. 14.10, *б*). Наилучшие результаты получаются при равенстве постоянных времени фильтра и межкаскадной переходной цепи, т. е. при $R_фC_ф = R_{вх}C_р$.

Чем больше сопротивление $R_ф$, тем эффективнее работает коррекция, но увеличение сопротивления $R_ф$ приводит к понижению напряжения на коллекторе транзистора (или на аноде лампы). Поэтому в ламповых усилителях $R_ф$ берется не более пятикратной величины сопротивления анодной нагрузки, а в транзисторных — таким же, что и $R_к$.

14.11. Восстановление постоянной составляющей сигнала изображения

Полный телевизионный сигнал, модулирующий по амплитуде несущую радиосигнала изображения, имеет постоянные (фиксированные) уровни гасящих и синхронизирующих импульсов, не зависящие от содержания сюжетов изображения. Именно такой сигнал выделяется на нагрузке видеодетектора телевизора в позитивной или негативной полярности.

Как было описано в § 4.6, сигнал изображения содержит постоянную составляющую, которая отображает среднюю яркость передаваемого объекта. Такую же постоянную составляющую содержит и полный телевизионный сигнал.

На рис. 14.11, *а* показаны осциллограммы трех выделенных на нагрузке видеодетектора сигналов позитивной полярности, имеющих различные уровни постоянной составляющей. Сигнал *1* соответствует светлому объекту передачи, сигнал *2* — менее светлому, а *3* — темному.

Соответственно уровень постоянной составляющей $U_п$ сигнала *3* располагается ближе к уровню гасящих импульсов, чем у сигналов *2* и *1*.

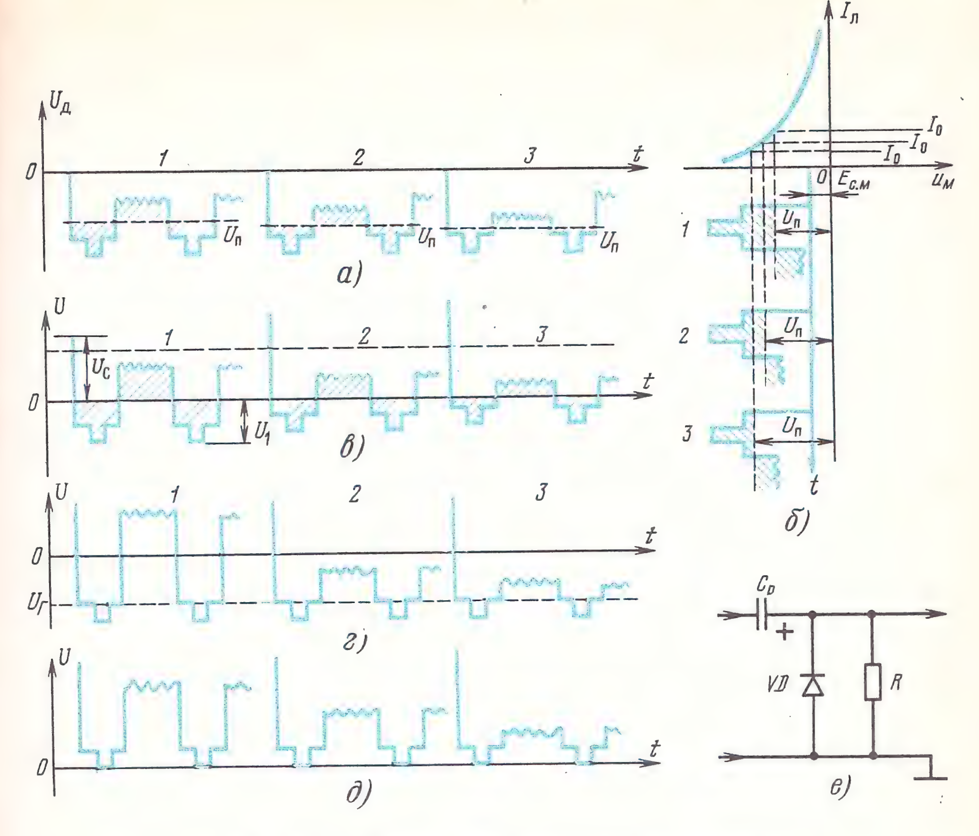


Рис. 14.11. Восстановление постоянной составляющей

При подаче указанных сигналов на модулятор кинескопа (рис. 14.11, *б*) среднее значение тока луча I_0 будет соответствовать постоянным составляющим $U_п$ каждого из сигналов и обеспечит правильное воспроизведение средней яркости соответствующих объектов передачи.

При потере постоянной составляющей воспроизведение средней яркости (а у цветного изображения также насыщенности цветов) искажается. Причиной потери постоянной составляющей, которая передается с частотой 0...3 Гц (см. § 4.6), являются разделительные конденсаторы, включенные на участке между нагрузкой видеодетектора и кинескопом, т. е. в каскадах видеоусилителей. Если видеоусилитель содержит несколько каскадов и соответственно несколько разделительных конденсаторов, то цепь восстановления постоянной составляющей включается на входе или выходе последнего каскада. При прохождении через разделительный конденсатор однополярный сигнал изображения становится двухполярным, его положительная и отрицательная части располагаются относительно линии нулевого потенциала по закону равных площадей, а фиксация уровней гасящих и синхронизирующих импульсов нарушается (рис. 14.11, *в*),

что приводит к искажению воспроизведения средней яркости передаваемых объектов.

Для правильного воспроизведения средней яркости необходимо восстановить постоянные составляющие сигналов изображения путем, например, смещения уровней гасящих импульсов сигналов *2* и *3* до уровня гасящего импульса сигнала *1* (рис. 14.11, *г*).

Восстанавливается уровень постоянной составляющей сигнала изображения с помощью специальных фиксирующих устройств, которые как бы «привязывают» уровни гасящих и синхронизирующих импульсов к соответствующему потенциалу запирания кинескопа (например, $U_г$ на рис. 14.11, *г*). Поэтому схемы восстановления постоянной составляющей называют также *схемами привязки* определенного уровня сигнала изображения. Они могут быть как неуправляемыми, так и управляемыми.

14.12. Неуправляемые схемы восстановления постоянной составляющей сигнала изображения

Простейшая схема восстановления постоянной составляющей, с помощью которой уровень синхроимпульсов привязывается к нулевому потенциалу, показана на рис. 14.11, *е*. Схема состоит из диода VD и резистора R, включенных после разделительного конденсатора $C_р$. Пусть подается сигнал *1* позитивной полярности (рис. 14.11, *а*). Пройдя через конденсатор $C_р$, он потеряет постоянную составляющую и примет вид, показанный на рис. 14.11, *в*. Отрицательная часть двухполярного сигнала откроет диод VD, и конденсатор $C_р$ зарядится до напряжения U_1 с полярностью, указанной на рис. 14.11, *е*. Положительная часть сигнала закроет диод, а напряжение на выходе будет уже представлять собой сумму напряжений: $U_с$ (рис. 14.11, *в*) и напряжения заряда конденсатора U_1. В результате этого сигнал *1* вновь станет однополярным, вершины его синхроимпульсов окажутся привязанными к нулевому потенциалу, а это будет равносильно восстановлению потерянной постоянной составляющей (рис. 14.11, *д*). Аналогично восстанавливаются постоянные составляющие и у сигналов *2*, *3*.

Когда диод заперт, конденсатор $C_р$ незначительно разряжается через резистор R и внутреннее сопротивление источника входного сигнала, так как постоянная времени $\tau = RC_р$ выбирается большой. С приходом каждого синхроимпульса диод отпирается, и конденсатор $C_р$ подзаряжается. Таким образом, потенциал привязки поддерживается почти неизменным.

В качестве потенциала привязки не обязательно выбирать нулевой потенциал. На рис. 14.12, *а* показана фиксирующая схема, включенная во входную цепь видеоусилителя, который гальванически связан с кинескопом. Фиксирующая схема позволяет осуществить привязку уровня синхроимпульсов к некоторому положительному потенциалу $U_ф$, определяемому положением движка потенциометра $R_ф$. Потенциометр $R_ф$ регулирует напряжение смещения видеоусилителя и определяет, тем самым, постоянную составляющую

его анодного или коллекторного тока. Это, в свою очередь, определяет постоянную составляющую напряжения на аноде или коллекторе видеоусилителя и, вследствие гальванической связи с кинескопом, яркость свечения экрана. Поэтому потенциометр $R_ф$ является в схеме телевизора регулятором яркости. Обе рассмотренные фиксирующие схемы называются неуправляемыми, так как происходящие в них процессы определяются сигналом изображения. При медленных изменениях средней яркости передаваемого объекта и выбранном значении $\tau = RC_р = 0{,}1 \div 0{,}5$ с такие схемы обеспечивают надежную привязку уровня. Однако в случаях скачкообразной смены сюжетов в передаваемом изображении проявляются инерционные свойства неуправляемых схем привязки, обусловленные большим значением τ. Так, например, если передается сигнал, соответствующий светлому сюжету, а затем сигнал, соответствующий темному сюжету, то на время, необходимое для перезаряда конденсатора $C_р$, процесс привязки нарушается.

14.13. Управляемые фиксирующие схемы

На рис. 14.12, *б* показана одна из управляемых схем восстановления постоянной составляющей. В этой схеме применено два диода, VD1 и VD2, состоянием которых управляют положительные строчные импульсы, подводимые через конденсатор $C_у$, например, от амплитудного селектора синхроимпульсов. Размах управляющих импульсов должен превосходить размах сигнала изображения на входе схемы. В момент прихода каждого управляющего импульса оба диода отпираются, соединяя разделительный конденсатор $C_р$ с потенциалом привязки $U_ф$. При этом конденсатор $C_у$ заряжается импульсным током через диоды. В отрезке времени между управляющими импульсами диоды заперты отрицательным напряжением, возникающим на конденсаторе $C_у$. Потенциометр $R_ф$, устанавливающий потенциал привязки, как и в ранее рассмотренной схеме (рис. 14.12, *а*), обычно является регулятором яркости свечения кинескопа.

Управляемая фиксирующая схема позволяет осуществить привязку сигнала изображения любого уровня, а не только верхушек синхроимпульсов. Чаще фиксируется уровень гасящих импульсов, что делает работу устройства независимой от размаха синхроимпульсов, подверженных к тому же в большей степени влиянию атмосферных помех, чем гасящие импульсы. Поскольку уровень гасящих импульсов совпадает с уровнем черного, то привязку гасящих импульсов называют *привязкой уровня черного*.

Для привязки уровня гасящих импульсов нужно к конденсатору $C_у$ вместо синхроимпульса подвести другой управляющий импульс, совпадающий во времени с задней площадкой строчного гасящего импульса (рис. 14.12, *в*), что заставит диоды VD1 и VD2 отпираться на его уровне.

Такой управляющий импульс (сдвинутый на 5...6 мкс относительно строчного синхроимпульса) можно сформировать, например,

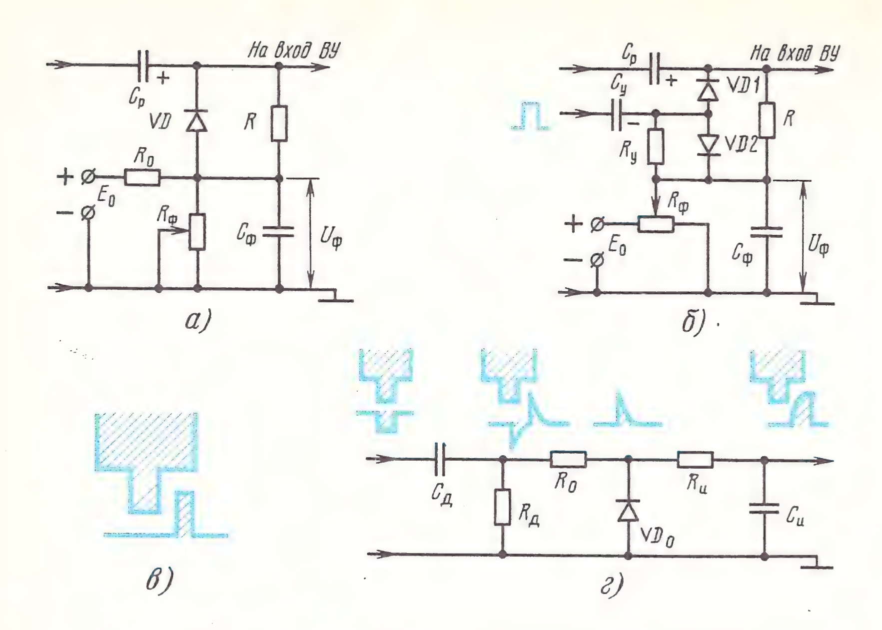


Рис. 14.12. Схемы восстановления постоянной составляющей:
а — фиксирующая схема привязки к потенциалу $U_ф$; *б* — управляемая схема; *в, г* — формирование управляющего импульса

с помощью ждущего мультивибратора, запускаемого срезом строчного синхроимпульса, а также путем дифференцирования строчного синхроимпульса отрицательной полярности (рис. 4.12, *г*) с последующим ограничением напряжения, полученного на выходе дифференцирующей цепочки $R_дC_д$ диодом VD_0 и интегрированием цепочкой $R_иC_и$ положительной части этого напряжения.

Если на участке между нагрузкой видеодетектора и кинескопом разделительные конденсаторы отсутствуют, то потери постоянной составляющей не происходит и необходимость в использовании схемы ее восстановления отпадает.

14.14. Однокаскадный видеоусилитель

Без разделительных конденсаторов часто выполняются однокаскадные ламповые видеоусилители телевизоров черно-белого изображения. Схема такого видеоусилителя показана на рис. 14.13, на нем: $R_д$ — резистор нагрузки видеодетектора; $R_а$ — резистор анодной нагрузки; $R_фC_ф$ — элементы низкочастотной коррекции; L1, L2, L3, R3, L4R4, L5R5 — элементы высокочастотной коррекции; R_c — регулятор контрастности; $R_я$ — регулятор яркости; VD1, C_0, R_0, C1 — элементы ограничения тока луча кинескопа и защиты его экрана от прожога; C2 — конденсатор связи модулятора кинескопа с цепями

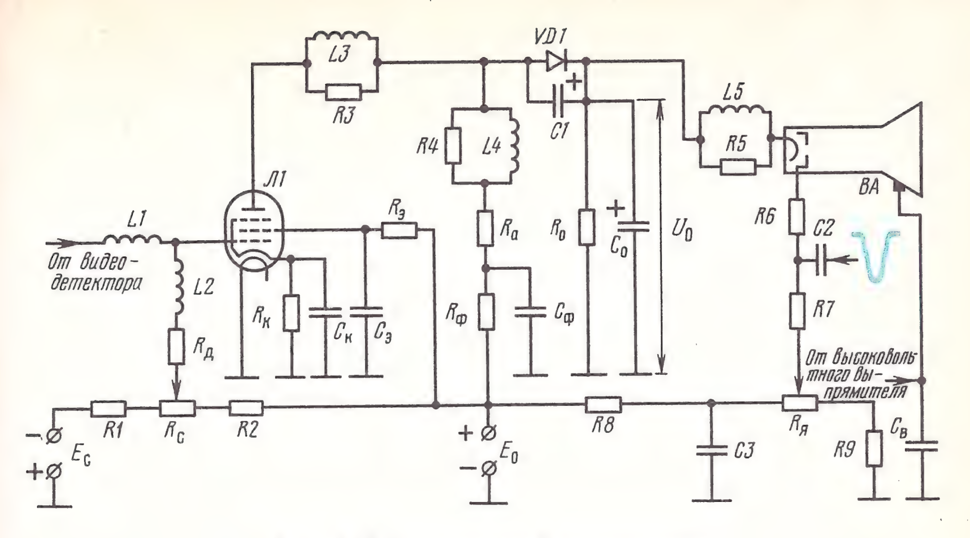


Рис. 14.13. Однокаскадный видеоусилитель

формирования отрицательных импульсов гашения луча на время его обратного хода; $C_к$, $C_э$, C3 — развязывающие конденсаторы; R1, R2, R8, R9 — резисторы делителей напряжения; $R_к$ — резистор автосмещения; $R_э$ — гасящий резистор; R6, R7 — разделительные резисторы.

Здесь яркость свечения экрана регулируется путем изменения потенциала модулятора кинескопа с помощью потенциометра $R_я$, а контрастность, т. е. размах сигнала изображения, подаваемого на катод кинескопа,— путем изменения смещения на управляющей сетке видеоусилителя (потенциометром $R_с$).

В процессе работы телевизора разность потенциалов между катодом и модулятором кинескопа может оказаться меньше допустимого значения, что приведет к чрезмерному увеличению тока через кинескоп и появлению связанной с этим опасности повреждения его люминофора и активного слоя катода.

14.15. Ограничение тока луча кинескопа и защита его от прожога

Для ограничения тока луча кинескопа в цепь его катода включено специальное устройство, состоящее из диода VD1, конденсатора C1 и цепочки автосмещения кинескопа R_0C_0. Сопротивление R_0 берется несколько сотен килоом, а емкости C_1 и C_0 соответственно 0,2...0,3 и 30...40 мкФ. Пока ток кинескопа не превышает допустимого значения, падение напряжения U_0 от этого тока на резисторе R_0, являющееся также напряжением заряда конденсаторов C_0 и C1, меньше, чем анодное напряжение лампы Л1. Поэтому диод VD1 открыт и своим внутренним сопротивлением практически закорачивает конденсатор C1. Когда же ток луча кинескопа превысит допустимое значение, падение напряжения на резисторе R_0

увеличится и станет больше анодного напряжения лампы Л1. При этом диод VD1 закроется, а заряженный конденсатор C1 (плюсом к катоду кинескопа) будет способствовать уменьшению его тока.

Эта схема одновременно выполняет функции защиты кинескопа от прожога в центре экрана при выключении телевизора. Дело в том, что после выключения телевизора магнитное поле отклоняющих катушек исчезает почти мгновенно, а катод кинескопа остывает медленно и поэтому еще некоторое время (до одной-двух минут) продолжает излучать электроны. Если второй анод кинескопа питается от лампового высоковольтного выпрямителя, то конденсатор его сглаживающего фильтра $C_в$ также медленно разряжается через большое обратное сопротивление высоковольтного кенотрона.

Таким образом, после выключения телевизора создаются условия, при которых неотклоненный поток электронов, излучаемых катодом кинескопа, бомбардирует центральную часть алюминированного покрытия люминофорного экрана и может вызвать его разрушение (прожог).

Предотвращение прожога достигается тем, что после выключения телевизора кинескоп запирается напряжением заряда конденсатора C_0. Это напряжение приложено между катодом и модулятором (плюсом к катоду), поэтому, несмотря на наличие высокого напряжения, излучаемые катодом электроны к экрану не пройдут.

Конденсатор C_0 разряжается через большое сопротивление R_0 медленно (примерно со скоростью остывания катода). Путь его разряда через низкоомные цепи питания преграждает диод VD1.

Если высоковольтный выпрямитель выполнен на полупроводниковых приборах, то конденсатор сглаживающего фильтра $C_в$ разрядится довольно быстро, и для предотвращения прожога экрана запирание кинескопа не требуется.

В этом случае ток луча кинескопа может ограничиваться другим способом, например путем увеличения размаха сигнала изображения негативной полярности на катоде кинескопа, что приводит к увеличению разности потенциалов между катодом и модулятором, а значит, к уменьшению тока луча.

Реализация такого способа поясняется структурной схемой, показанной на рис. 14.14.

На этой схеме: *ВВ* — высоковольтный выпрямитель; *ВП* — вы-

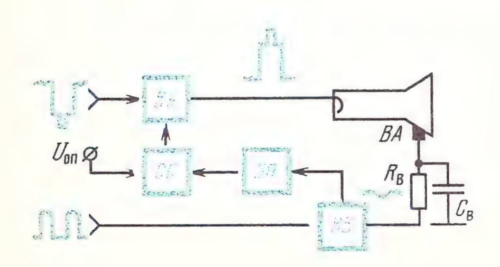


Рис. 14.14. К вопросу об ограничении тока луча кинескопа

прямитель пульсаций высокого напряжения; $R_вC_в$ — сглаживающий высоковольтный фильтр; *СС* — схема сравнения; *ВУ* — видеоусилитель.

При увеличении тока луча кинескопа увеличиваются пульсации высокого напряжения, так как в промежутках между строчными импульсами, поступающими на высоковольтный выпрямитель, происходит более глубокий разряд конденсатора фильтра $C_в$. Пульсации высокого напряжения после выпрямления в *ВП* поступают в схему сравнения *СС*, куда также подается некоторое постоянное опорное напряжение $U_{оп}$. Если выпрямленное напряжение пульсаций превышает опорное, то разностное напряжение воздействует на видеоусилитель, увеличивая его коэффициент усиления. Если выпрямленное напряжение пульсаций ниже опорного, то *СС* не оказывает влияния на работу видеоусилителя.

14.16. Назначение автоматической регулировки усиления (АРУ) телевизоров и требования, предъявляемые к ней

Назначение АРУ в телевизорах состоит в том, чтобы поддерживать неизменным напряжение на выходе видеоусилителя при колебаниях входного сигнала, которые могут происходить по следующим причинам:

изменение атмосферных условий распространения радиоволн, что приводит к произвольным изменениям напряженности электромагнитного поля в месте приема;

разная мощность передатчиков телецентра для каждой программы;

изменение напряженности электромагнитного поля из-за пролетающих в месте приема самолетов и работающих башенных кранов.

Напомним, что в радиоприемниках, где также применяется АРУ, принцип ее действия состоит в том, что коэффициент усиления устройства не остается постоянным, а меняется в зависимости от интенсивности принимаемого сигнала. Так, при приеме сильного сигнала усиление уменьшается, а при приеме слабого — увеличивается. В результате уровень выходного сигнала остается примерно постоянным. Для этого из низкочастотного сигнала, выделенного на нагрузке детектора, с помощью АРУ отфильтровывается его средняя (постоянная) составляющая, пропорциональная амплитуде принимаемого радиосигнала, и подается в каскады УРЧ и УПЧ (управляет их коэффициентами усиления).

Принцип работы АРУ в телевизионных приемниках такой же, как и в радиоприемниках, т. е. с помощью АРУ вырабатывается регулирующее напряжение, пропорциональное входному сигналу, которое подается в каскады УРЧ и УПЧИ. Но использовать в телевизорах те же методы получения регулирующего напряжения, что и в радиоприемниках, нельзя, так как постоянная составляющая сигнала изображения меняется не только при изменении амплитуды высокочастотного сигнала, но и при изменении средней яркости

увеличится и станет больше анодного напряжения лампы Л1. При этом диод VD1 закроется, а заряженный конденсатор C1 (плюсом к катоду кинескопа) будет способствовать уменьшению его тока.

Эта схема одновременно выполняет функции защиты кинескопа от прожога в центре экрана при выключении телевизора. Дело в том, что после выключения телевизора магнитное поле отклоняющих катушек исчезает почти мгновенно, а катод кинескопа остывает медленно и поэтому еще некоторое время (до одной-двух минут) продолжает излучать электроны. Если второй анод кинескопа питается от лампового высоковольтного выпрямителя, то конденсатор его сглаживающего фильтра $C_в$ также медленно разряжается через большое обратное сопротивление высоковольтного кенотрона.

Таким образом, после выключения телевизора создаются условия, при которых неотклоненный поток электронов, излучаемых катодом кинескопа, бомбардирует центральную часть алюминированного покрытия люминофорного экрана и может вызвать его разрушение (прожог).

Предотвращение прожога достигается тем, что после выключения телевизора кинескоп запирается напряжением заряда конденсатора C_0. Это напряжение приложено между катодом и модулятором (плюсом к катоду), поэтому, несмотря на наличие высокого напряжения, излучаемые катодом электроны к экрану не пройдут.

Конденсатор C_0 разряжается через большое сопротивление R_0 медленно (примерно со скоростью остывания катода). Путь его разряда через низкоомные цепи питания преграждает диод VD1.

Если высоковольтный выпрямитель выполнен на полупроводниковых приборах, то конденсатор сглаживающего фильтра $C_в$ разрядится довольно быстро, и для предотвращения прожога экрана запирание кинескопа не требуется.

В этом случае ток луча кинескопа может ограничиваться другим способом, например путем увеличения размаха сигнала изображения негативной полярности на катоде кинескопа, что приводит к увеличению разности потенциалов между катодом и модулятором, а значит, к уменьшению тока луча.

Реализация такого способа поясняется структурной схемой, показанной на рис. 14.14.

На этой схеме: *ВВ* — высоковольтный выпрямитель; *ВП* — вы-

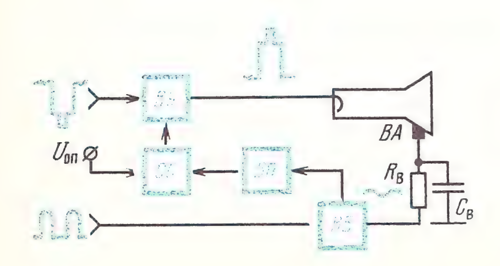


Рис. 14.14. К вопросу об ограничении тока луча кинескопа

прямитель пульсаций высокого напряжения; $R_в C_в$ — сглаживающий высоковольтный фильтр; *СС* — схема сравнения; *ВУ* — видеоусилитель.

При увеличении тока луча кинескопа увеличиваются пульсации высокого напряжения, так как в промежутках между строчными импульсами, поступающими на высоковольтный выпрямитель, происходит более глубокий разряд конденсатора фильтра $C_в$. Пульсации высокого напряжения после выпрямления в *ВП* поступают в схему сравнения *СС*, куда также подается некоторое постоянное опорное напряжение $U_{оп}$. Если выпрямленное напряжение пульсаций превышает опорное, то разностное напряжение воздействует на видеоусилитель, увеличивая его коэффициент усиления. Если выпрямленное напряжение пульсаций ниже опорного, то *СС* не оказывает влияния на работу видеоусилителя.

14.16. Назначение автоматической регулировки усиления (АРУ) телевизоров и требования, предъявляемые к ней

Назначение АРУ в телевизорах состоит в том, чтобы поддерживать неизменным напряжение на выходе видеоусилителя при колебаниях входного сигнала, которые могут происходить по следующим причинам:

изменение атмосферных условий распространения радиоволн, что приводит к произвольным изменениям напряженности электромагнитного поля в месте приема;

разная мощность передатчиков телецентра для каждой программы;

изменение напряженности электромагнитного поля из-за пролетающих в месте приема самолетов и работающих башенных кранов.

Напомним, что в радиоприемниках, где также применяется АРУ, принцип ее действия состоит в том, что коэффициент усиления устройства не остается постоянным, а меняется в зависимости от интенсивности принимаемого сигнала. Так, при приеме сильного сигнала усиление уменьшается, а при приеме слабого — увеличивается. В результате уровень выходного сигнала остается примерно постоянным. Для этого из низкочастотного сигнала, выделенного на нагрузке детектора, с помощью АРУ отфильтровывается его средняя (постоянная) составляющая, пропорциональная амплитуде принимаемого радиосигнала, и подается в каскады УРЧ и УПЧ (управляет их коэффициентами усиления).

Принцип работы АРУ в телевизионных приемниках такой же, как и в радиоприемниках, т. е. с помощью АРУ вырабатывается регулирующее напряжение, пропорциональное входному сигналу, которое подается в каскады УРЧ и УПЧИ. Но использовать в телевизорах те же методы получения регулирующего напряжения, что и в радиоприемниках, нельзя, так как постоянная составляющая сигнала изображения меняется не только при изменении амплитуды высокочастотного сигнала, но и при изменении средней яркости

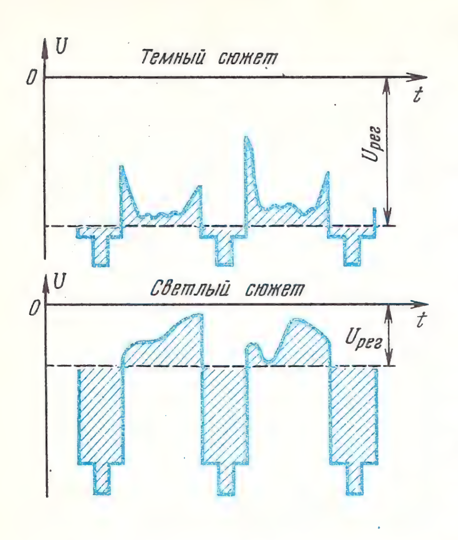


Рис. 14.15. Зависимость регулирующего напряжения АРУ от средней яркости передаваемого изображения

изображения, т. е. содержания его сюжета. Поэтому к АРУ телевизоров кроме таких общих требований, как высокая степень регулирования, т. е. обеспечение постоянства сигнала на выходе видеоусилителя при значительных изменениях входного сигнала, быстродействие, т. е. способность «следить» за быстрыми изменениями входного сигнала, и надежная защищенность от воздействия импульсных помех, предъявляется еще и специфическое требование, а именно независимость регулирующего напряжения от средней яркости передаваемого изображения.

Последнее требование поясняется рис. 14.15, из которого видно, что при приеме сигналов изображения, соответствующих темным сюжетам, постоянная составляющая на нагрузке видеодетектора имеет большее значение, чем при приеме сигналов изображения, соответствующих светлым сюжетам, несмотря на то, что уровень входного сигнала в обоих случаях одинаков. Использование этого напряжения для АРУ в качестве регулирующего $U_{рег}$ приведет к неправильному воспроизведению средней яркости и искажению контрастности изображения, так как переход сигнала от «белого» фона к «черному» вызовет ложное изменение усиления регулируемых каскадов.

В связи с этим для получения регулирующего напряжения в телевизорах применяются схемы АРУ, в которых такое напряжение определяется только уровнем импульсов синхронизации, характеризующим напряженность поля (размах сигнала) независимо от средней яркости передаваемого изображения.

Такие схемы АРУ называются *импульсными*, так как при изменении входного сигнала регулирующее напряжение АРУ изменяется только во время прихода импульсов синхронизации (иногда гасящих импульсов), оставаясь неизменным в интервале между ними. Широкое распространение получили ключевые схемы АРУ.

14.17. Структурная схема ключевой АРУ

Структурная схема ключевой АРУ показана на рис. 14.16. Здесь для получения регулирующего напряжения АРУ имеется специальный каскад — «запертый усилитель», который бо́льшую часть времени закрыт и открывается только на малое время действия строчных синхроимпульсов. К этому усилителю кроме запирающего на-

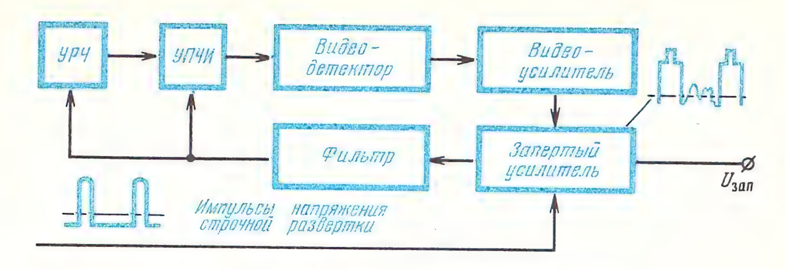


Рис. 14.16. Структурная схема ключевой АРУ

пряжения $U_{зап}$ подводятся: напряжение полного телевизионного сигнала от видеоусилителя и напряжение положительных импульсов обратного хода строчной развертки, называемых *стробирующими импульсами*. Каскад открывается только при одновременном воздействии синхроимпульсов и стробирующих импульсов, длительность которых 5...7 мкс. Все остальное время каскад закрыт. Во время его работы образуется регулирующее напряжение, пропорциональное размаху синхроимпульсов, которое через фильтр подается на регулируемые каскады УПЧИ и УРЧ. Поскольку «запертый усилитель» открывается на очень короткие промежутки времени, то вероятность воздействия на него импульсных помех крайне мала, следовательно, постоянная времени фильтра АРУ выбирается небольшой, а при этом регулирующее напряжение успевает «следить» даже за кратковременными изменениями входного сигнала (например, пролетающий самолет).

14.18. Практические схемы АРУ

На рис. 14.17 показана одна из схем ключевой АРУ. Радиолампа *Л1* во время прямого хода строчной развертки заперта, так как на ее анод стробирующий импульс не подается, а положительный потенциал катода $U_{зап}$, созданный делителем напряжения R8R9, превышает положительное напряжение сигнала изображения, поступающего на сетку лампы от видеоусилителя через делитель R1R2R3.

Во время обратного хода развертки лампа открывается. В этот промежуток времени на управляющую сетку поступают синхроимпульсы сигнала изображения, уровень которых превышает запирающее напряжение, а на анод от *ТВС* поступают положительные стробирующие импульсы. Имеется в виду, что строчная развертка синхронизирована.

Когда лампа открыта, то ее анодным током заряжается конденсатор С1 и на аноде лампы образуется отрицательное напряжение. Как только лампа закроется (вследствие прекращения действия импульса на аноде), конденсатор С1 начнет разряжаться через обмотку *ТВС* и резисторы R4, R5, образуя на них напряжение отрицательной полярности относительно корпуса. Постоянная времени цепи заряда конденсатора С1 значительно меньше постоянной

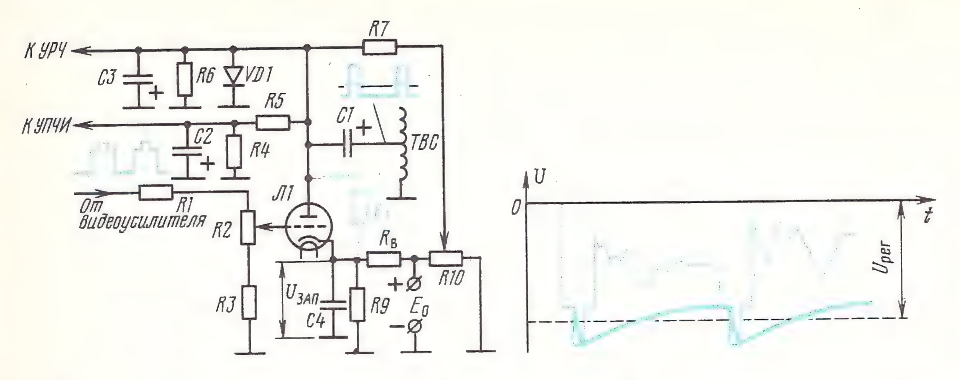


Рис. 14.17. Схема ключевой АРУ на радиолампе

Рис. 14.18. Образование напряжения АРУ

времени цепи его разряда, так как $R_i + R_9 \ll R_4 + R_5$. Поэтому конденсатор быстро заряжается во время кратковременного действия импульсов строчной развертки и незначительно разряжается в интервале времени между ними (рис. 14.18).

Регулирующее напряжение отрицательной полярности, пропорциональное размаху сигнала изображения, снимается с делителя R4R5 и после сглаживания конденсатором фильтра C2 подводится к регулируемым каскадам УПЧИ. На УРЧ регулирующее напряжение подается через фильтр R6C3. Параллельно конденсатору фильтра подключен диод VD1, на который через резистор R7 подано некоторое положительное напряжение задержки.

При слабых сигналах напряжение задержки превышает отрицательное регулирующее напряжение, поэтому диод VD1 открыт и своим малым внутренним сопротивлением он шунтирует шину АРУ УРЧ, благодаря чему регулирующее напряжение на УРЧ не действует. Как только отрицательное напряжение АРУ станет больше напряжения задержки, диод VD1 закроется и регулирующее напряжение начнет поступать на УРЧ.

Регулирующее напряжение АРУ можно менять с помощью потенциометра R2, а напряжение задержки — с помощью потенциометра R10.

В схеме на рис. 14.19 АРУ собрана на транзисторах и содержит два каскада: ключевой каскад на транзисторе VT1 и усилитель постоянного тока на транзисторе VT2. Регулирующее напряжение транзисторных АРУ имеет положительную полярность, если регулируемые каскады выполняются на транзисторах типа $p-n-p$ и регулирующее напряжение подается на их базы, а если регулируемые каскады выполнены на транзисторах типа $n-p-n$, то АРУ вырабатывает регулирующее отрицательное напряжение.

На базу транзистора VT1 от видеоусилителя подается полный телевизионный сигнал положительной полярности, на коллектор че-

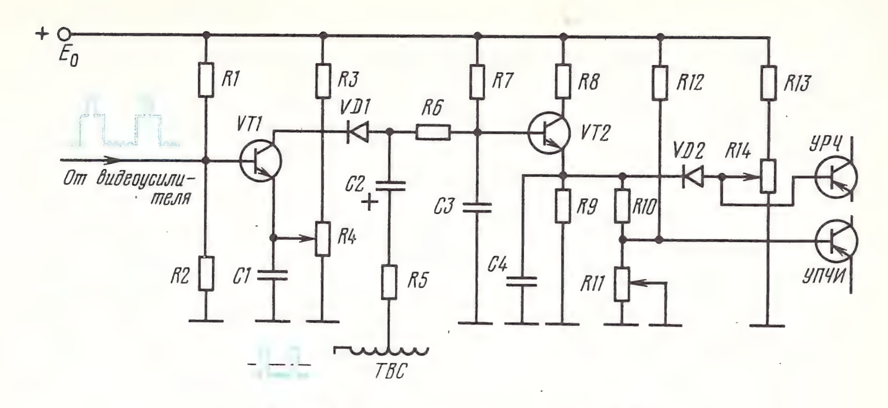


Рис. 14.19. Транзисторная схема АРУ

рез резистор R5, конденсатор C2 и диод VD1 — импульсы обратного хода строчной развертки с обмотки *ТВС*, а на эмиттер — постоянное запирающее напряжение, которое устанавливается с помощью переменного резистора R4. Запирающее напряжение должно закрывать транзистор при отсутствии сигнала на его базе.

Диод VD1 предназначен для защиты транзистора VT1 от пробоя отрицательными всплесками напряжения, обусловленными колебательным процессом строчной развертки в начале прямого хода. На базу транзистора VT2 через резистор R7 подается положительное напряжение, поэтому при отсутствии сигнала, т. е. при запертом транзисторе VT1, транзистор VT2 открыт и падение напряжения, создаваемое его током на эмиттерной нагрузке R9, максимально, а с переменного резистора R11 снимается такое напряжение, при котором регулируемый каскад УПЧИ работает с наибольшим усилением. Напряжение на шине АРУ УРЧ устанавливается с помощью потенциометра R14, причем меньшее, чем на эмиттере транзистора VT2. Поэтому диод задержки VD2 закрыт.

При появлении на базе транзистора VT1 полного телевизионного сигнала его синхронизирующие импульсы отпирают ключевой каскад и конденсатор C2 заряжается до напряжения, пропорционального размаху входного сигнала, так как он определяет ток транзистора. На верхней (по схеме) обкладке конденсатора возникает отрицательный потенциал, который через резистор R6 поступает на базу транзистора VT2 и уменьшает имеющийся на ней положительный потенциал.

Это приводит к уменьшению тока через транзистор VT2 и уменьшению падения напряжения на его эмиттерной нагрузке, а следовательно, на шине АРУ УПЧИ, что вызывает уменьшение усиления регулируемого каскада.

Чем больше входной сигнал, тем меньше падение напряжения на эмиттерной нагрузке транзистора VT2. Когда оно достигнет такого значения, при котором положительное напряжение на катоде диода VD2 станет меньше, чем на его аноде, диод отпирается

и часть переменного резистора R14 шунтируется эквивалентным сопротивлением резисторов, включенных в цепь катода диода VD2. Это приводит к уменьшению напряжения на шине АРУ УРЧ.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем особенности схемы видеодетектора?
2. Чем определяется выбор схемы видеодетектора?
3. В чем преимущества синхронного видеодетектора?
4. Объясните причины нелинейных, частотных и фазовых искажений в видеоусилителе.
5. Объясните переходную характеристику видеоусилителя.
6. Как осуществляется высокочастотная коррекция видеоусилителя?
7. Как осуществляется низкочастотная коррекция видеоусилителя?
8. К чему приводит потеря постоянной составляющей сигнала изображения?
9. В чем недостатки неуправляемой схемы восстановления постоянной составляющей сигнала изображения?
10. Объясните работу управляемой схемы восстановления постоянной составляющей сигнала изображения.
11. Как осуществляется ограничение тока луча кинескопа?
12. Объясните работу цепей защиты кинескопа от прожога в центре экрана.
13. Какие особенности схем АРУ телевизоров?
14. Объясните структурную схему ключевой АРУ.
15. Объясните работу устройства, схема которого изображена на рис. 14.17.
16. Как работает устройство, схема которого изображена на рис. 14.19?

Глава 15

КАНАЛ ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ

15.1. Общие сведения

Все современные телевизионные передатчики передают сигналы звукового сопровождения с использованием частотной модуляции (ЧМ). Это объясняется тем, что при приеме частотно-модулированных колебаний влияние помех значительно меньше, чем при приеме амплитудно-модулированных (АМ) колебаний той же мощности. Кроме того, при ЧМ обеспечиваются больший динамический диапазон звука и возможность его приема по методу биений между несущими частотами радиосигналов изображения и звукового сопровождения.

Известно, что промежуточные частоты изображения и звукового сопровождения после смесителя поступают для усиления в УПЧИ, затем подаются на видеодетектор, где осуществляется второе преобразование радиосигнала звукового сопровождения в сигнал разностной частоты, равной 6,5 МГц, который либо сразу подается на усилитель промежуточной частоты звука (УПЧЗ), либо предварительно усиливается в видеоусилителе. Сигнал разностной частоты 6,5 МГц оказывается модулированным по частоте сигналами звука, а по амплитуде — сигналами изображения.

Усилитель промежуточной (разностной) частоты звука содержит несколько каскадов, после которых сигнал поступает на частотный

детектор, собранный, как правило, по схеме дробного детектора. В этих каскадах ЧМ сигнал ограничивается по амплитуде.

Выделенные частотным детектором сигналы звуковой частоты подаются на усилитель звуковой частоты (УЗЧ).

15.2. Усилитель промежуточной частоты звука

Назначение усилителя промежуточной частоты звука состоит в обеспечении требуемого неискаженного усиления сигналов промежуточной частоты звука, для чего его частотная характеристика должна иметь определенные форму и полосу пропускания. Номинальная полоса модулирующих частот, принятая в телевидении для звукового сопровождения, лежит в пределах от 30 Гц до 15 кГц, а максимальная девиация, соответствующая наибольшим амплитудам модулирующего сигнала, ±50 кГц. Частотный спектр радиосигнала звукового сопровождения занимает полосу частот 250 кГц, поэтому усилитель промежуточной частоты звука должен обеспечить равномерное усиление ЧМ сигнала в этой полосе. Если УПЧЗ будет иметь полосу пропускания у́же, например 100 кГц, то сигнал с частотой 6,5 МГц будет иметь наибольшее усиление, а при отклонении от этой частоты амплитуда сигнала будет уменьшаться, т. е. появится дополнительная модуляция ЧМ сигнала по амплитуде (рис. 15.1, *а*). При полосе УПЧЗ 300 кГц ЧМ сигнал усиливается с одинаковой амплитудой (рис. 15.1, *б*).

Усилитель промежуточной частоты выполняется на транзисторах по схемам с общей базой или общим эмиттером или по каскодной схеме. Число каскадов УПЧЗ может быть от одного, например, в переносных малогабаритных телевизорах, где сигнал разностной частоты 6,5 МГц предварительно усиливается в видеоусилителе.

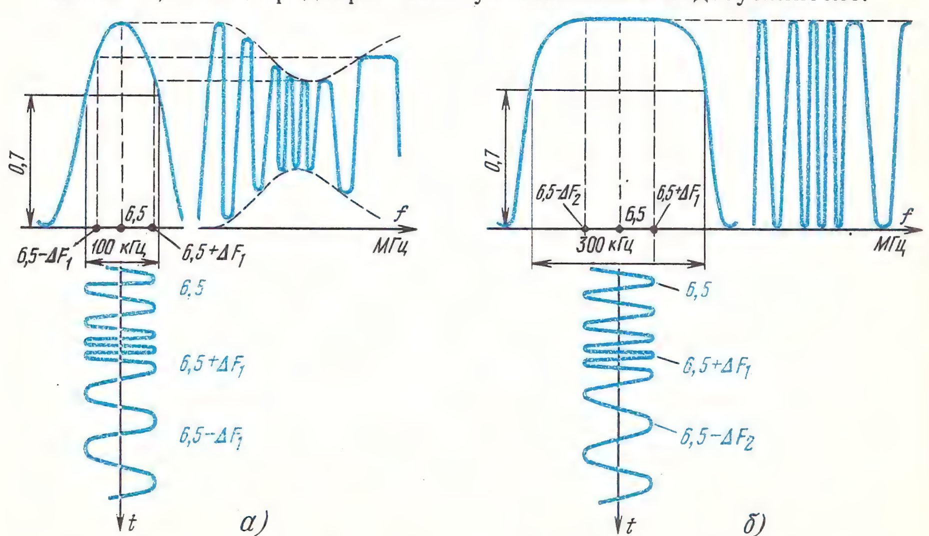


Рис. 15.1. Усиление ЧМ сигнала в УПЧЗ с различными полосами пропускания

В качестве элементов связи между каскадами УПЧЗ используются как одиночные контуры, так и полосовые фильтры. Частотная характеристика требуемой формы формируется несколькими колебательными системами УПЧЗ.

15.3. Дробный детектор

На рис. 15.2, *а* показана принципиальная схема симметричного дробного детектора, которая отличается от фазового детектора, рассмотренного в гл. 11, последовательным включением диодов VD1, VD2 и наличием конденсатора C6 большой емкости.

Постоянные составляющие продетектированного сигнала обоих диодов, проходя по цепи: катушка L2, диод VD1, резисторы R2, R4 и R5, R3, диод VD2, катушка L3,— создают на резисторах R4, R5 падение напряжения, которое заряжает конденсатор C6. Постоянная времени цепи C6R4R5 велика, поэтому паразитная АМ модуляция даже сигналом с низкой частотой 50 Гц, соответствующей частоте следования гасящих импульсов, не вызывает изменения напряжения на цепочке R4R5C6, т. е. при изменении амплитуды входного сигнала напряжение на R4R5C6 остается постоянным. Это предохраняет попадание в УЗЧ гасящих и синхронизирующих кадровых импульсов, которые создают характерный фон и снижают качество звука.

Ток переменной составляющей продетектированного сигнала, протекая через конденсаторы C3 и C4, создает на них напряжения U_{C3} и U_{C4} соответственно. Эти конденсаторы включены параллельно цепочке R4R5C6, поэтому сумма напряжений на них всегда равна напряжению на этой цепочке и остается постоянной при изменении амплитуды входного высокочастотного сигнала. Следовательно, выполняется условие $U'_{C3}+U'_{C4}=U_{R4R5C6}=\text{const}$.

Таким образом, в дробном детекторе ограничивается сигнал по амплитуде.

В схемах, изображенных на рис. 15.2, нагрузкой последнего каскада УПЧЗ служит фазосдвигающий трансформатор, настроен-

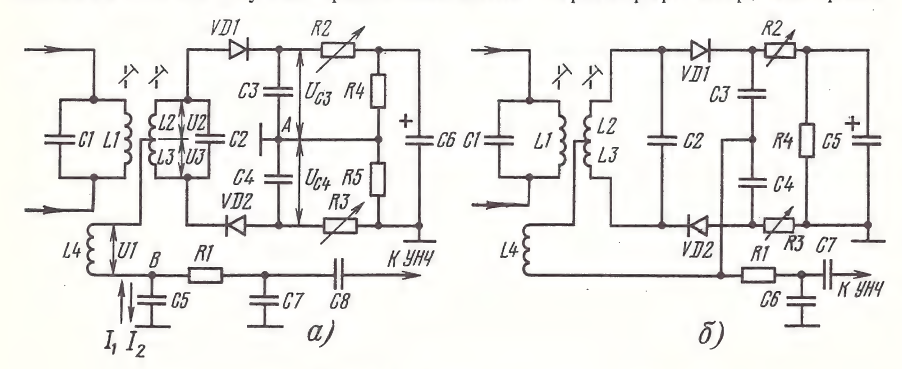


Рис. 15.2. Дробный детектор:
а — симметричная схема; *б* — несимметричная схема

ный на частоту 6,5 МГц и преобразующий ЧМ сигнал в АМ сигнал, который затем детектируется диодами VD1 и VD2. Векторные диаграммы, поясняющие работу дробного детектора, аналогичны рассмотренным в § 11.11.

В схеме, изображенной на рис. 15.2, *а*, трансформатор выполняется из трех катушек индуктивности: L1, (L2+L3), L4. На катушке L4 благодаря индуктивной связи с катушкой L1 образуется напряжение U_1, которое суммируется с напряжениями U_2 и U_3 на катушках L2 и L3 и подается на диоды.

Катушка L4 имеет несколько витков и намотана непосредственно на катушке L1, в результате чего связь получается максимальной. Напряжение звуковой частоты снимается с конденсатора С5. Это напряжение представляет собой разность напряжений U_{C3} и U_{C4}. Получается это так: при резонансе токи диодов равны и протекают по следующим цепям: ток диода VD1: L2, VD1, R2, R4, корпус С5, L4, L2; ток диода VD2: L3, L4, С5, корпус, R5, R3, VD2, L3, т. е. через конденсатор С5 токи текут в противоположных направлениях и выходное напряжение равно нулю.

Когда частота входного сигнала меняется, то токи не равны и на конденсаторе С5 появляется напряжение, созданное разностью токов $I_1 - I_2 = \Delta I$. Отсюда следует, что при частотной модуляции входного сигнала разность токов, протекающих через конденсатор С5, будет меняться по величине и направлению с частотой звуковых колебаний, т. е. на С5 образуется напряжение звуковой частоты, которое через фильтр R1C7 и переходный конденсатор С8 поступает на УЗЧ. Резисторы R2 и R3 обеспечивают симметрию параметров диодов.

В детекторе, схема которого изображена на рис. 15.2, *б*, нагрузка объединена в одном резисторе R4. Такая схема является несимметричной.

15.4. Детектор произведения[1]

В интегральных микросхемах для детектирования частотно-модулированных сигналов используется детектор произведения, который содержит минимальное число элементов, не поддающихся интеграции (катушек индуктивности и конденсаторов). Детектор произведения, структурная схема которого показана на рис. 15.3, состоит из схемы совпадения, имеющей два входа, фазовращателя и фильтра нижних частот.

Частотно-модулированный сигнал $U_{вх}$, подверженный обычно паразитной амплитудной модуляции, проходит через двусторонний амплитудный ограничитель и преобразуется в последовательность импульсов U_1 одинаковой амплитуды. Это импульсное напряжение поступает на один вход схемы совпадения непосредственно, а на второй вход — через фазовращатель. Напряжение U_2, образующееся на выходе фазовращателя (т. е. поступающее на второй вход схемы совпадения), оказывается сдвинутым по фазе относительно напря-

[1] Точнее «детектор произведений»

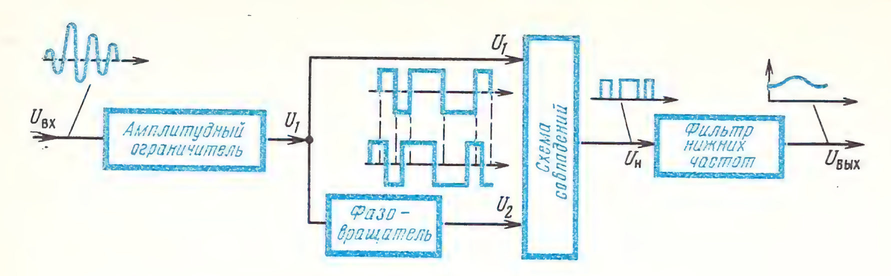


Рис. 15.3. Структурная схема детектора произведения

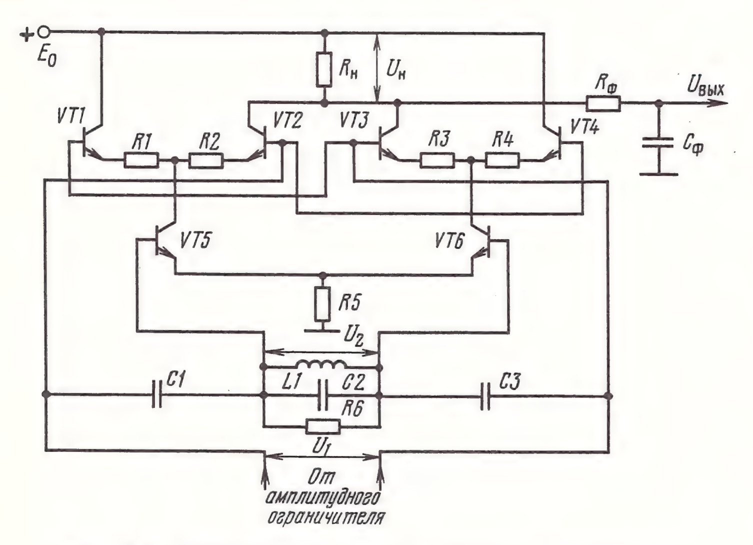


Рис. 15.4. Принципиальная схема детектора произведения

жения U_1 на некоторый угол φ, пропорциональный девиации несущей (промежуточной) частоты частотно-модулированного входного сигнала $U_{вх}$.

Под воздействием напряжений U_1 и U_2 на выходе схемы совпадения вырабатывается положительное импульсное напряжение $U_н$, скважность которого, а следовательно, и средняя составляющая находятся в прямой зависимости от фазового сдвига между входными напряжениями (U_1 и U_2), т. е. от девиации частоты сигнала $U_{вх}$ или, что то же самое, от модулирующего сигнала.

Фильтр нижних частот служит для пропускания на выход только средней составляющей $U_{вых}$ импульсного напряжения $U_н$.

Принципиальная схема детектора произведения (в упрощенном виде) показана на рис. 15.4.

Схема совпадения представляет собой синхронный детектор, который состоит из дифференциального усилителя (транзисторы VT5 и VT6) и двух электронных коммутаторов (VT1—VT4); $R_н$ — нагрузка синхронного детектора; $R_фC_ф$ — фильтр нижних частот.

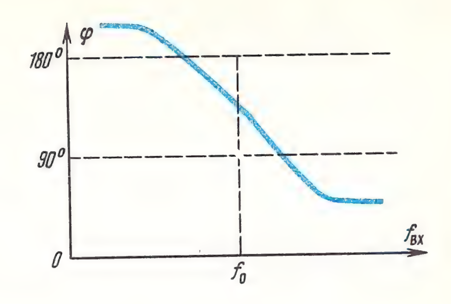


Рис. 15.5. Фазочастотная характеристика фазовращателя

Фазовращатель образован параллельным колебательным контуром L1C2R6, настроенным на несущую (промежуточную) частоту входного сигнала, и включенными последовательно с контуром конденсаторами C1 и C3.

На вход фазовращателя поступает ограниченный по амплитуде (импульсный) частотно-модулированный сигнал U_1.

Если частота этого сигнала $f_{вх}=f_0$ (модуляция отсутствует), то напряжение U_2 на выходе фазовращателя оказывается сдвинутым по фазе относительно входного напряжения на угол $\varphi=90°$.

При увеличении частот входного сигнала фазовый угол φ уменьшается и стремится к нулю, а при уменьшении частоты — к 180°. Соответствующая фазочастотная характеристика фазовращателя показана на рис. 15.5.

Кроме фазовращателя сигнал U_1 поступает на базы транзисторов электронных коммутаторов, причем полярность этого сигнала на соединенных попарно базах транзисторов VT1 и VT3, базах транзисторов VT2 и VT4 будет противоположной.

Так же противоположной будет полярность сигнала U_2, поступающего от фазовращателя на базы транзисторов дифференциального усилителя VT5 и VT6.

Все транзисторы схемы совпадения работают в ключевом режиме, т. е. запираются при поступлении на их базы отрицательных составляющих напряжений U_1 или U_2 и открываются до насыщения при поступлении положительных составляющих.

Из рис. 15.4 видно, что через транзисторы VT1 и VT2 ток может протекать только в том случае, когда открыт транзистор VT5, а через транзисторы VT3 и VT4 — когда открыт транзистор VT6. Ток через нагрузку $R_н$ будет протекать только в случаях, когда одновременно открыты транзисторы VT2 и VT5 или VT3 и VT6. При этом на нагрузке формируется положительное импульсное напряжение $U_н$, структура которого определяется фазовым соотношением между напряжениями U_1 и U_2.

На рис. 15.6 поясняется принцип формирования напряжения $U_н$ и изменения его среднего значения, т. е. выходного напряжения $U_{вых}$, при трех значениях угла сдвига фаз: $\varphi=0,90$ и 180°. Открытое состояние транзисторов совпадения отмечено штриховкой.

Напряжение $U_н$ имеет положительные значения (значения логической единицы) только в те моменты времени, когда одновре-

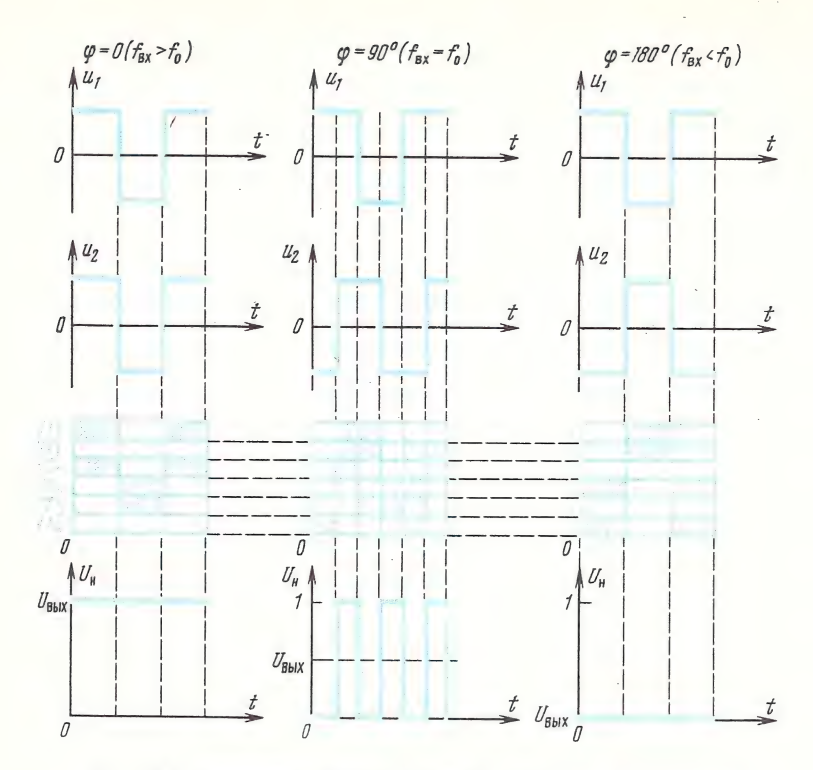


Рис. 15.6. Пояснение принципа работы детектора произведения

менно открыты транзисторы VT2 и VT5 или VT3 и VT6, т. е. когда напряжения U_1 и U_2 совпадают по фазе. В другие моменты времени $U_н=0$. Если положительные значения напряжений U1 и U2 обозначить логической единицей, а их отрицательные значения — логическим нулем, то свойства схемы совпадения можно представить следующей матрицей:

$$\begin{bmatrix} U_1 & U_2 & U_н \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Отсюда следует, что во всех случаях (кроме первого — 0,0) значение напряжения $U_н$ соответствует произведению значений напряжений U_1 и U_2. Поэтому рассмотренный детектор назван *детектором произведения*. При фазовом сдвиге $\varphi=180°$ напряжение $U_{вых}$ имеет наименьшее значение (равное нулю), при $\varphi=90°$ —

некоторое среднее, а при $\varphi=0$ — наибольшее значение. Следовательно, если угол φ изменяется от 90 до 180°, то напряжение $U_{\text{вых}}$ уменьшается, а при изменении угла φ от 90° до 0 — увеличивается. Учитывая зависимость угла φ от частоты входного сигнала (см. рис. 15.5), можно построить график зависимости выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от частоты входного сигнала $f_{\text{вх}}$. Такой график, называемый амплитудно-частотной характеристикой детектора произведения, показан на рис. 15.7.

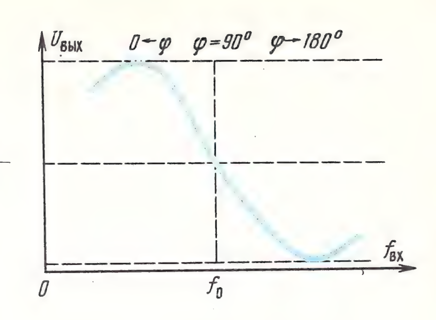


Рис. 15.7. Амплитудно-частотная характеристика детектора произведения

15.5. Применение модулей в канале звукового сопровождения

В телевизорах блочно-модульной конструкции используется модуль УПЧЗ, представляющий собой плату, выполненную на основе интегральной схемы с некоторым числом дискретных элементов.

На рис. 15.8, *а* показана принципиальная схема модуля УПЧЗ (УМ 1—2), предназначенного для работы в телевизорах цветного и черно-белого изображения.

Рис. 15.8. Модуль УПЧЗ:
а — принципиальная схема модуля; *б* — частотная характеристика УПЧЗ; *в* — частотная характеристика детектора

Модуль выполняет функции усилителя разностной частоты 6,5 МГц, частотного детектора и предварительного УЗЧ.

На контакт *2* модуля через конденсатор С1 поступает сигнал с видеодетектора. Фильтр L1—L4 С10, С2, С11, предназначенный для выделения сигнала разностной частоты 6,5 МГц, подключается к выводам *13* и *14* интегральной схемы Д1 К174УР1. В интегральной схеме сигнал разностной частоты усиливается и ограничивается по амплитуде, детектируется, после чего низкочастотный сигнал усиливается в УЗЧ.

В качестве частотного детектора *2* используется детектор произведений. На рис. 15.8, *б* показана частотная характеристика УПЧЗ, а на рис. 15.8, *в* — частотная характеристика детектора.

Конденсатор С5 отфильтровывает возможные наводки на провод соединения регулятора громкости при использовании пульта ДУ, С6 является фильтрующим в цепи питания, а С7 сглаживает пульсации промежуточной частоты на нагрузке детектора.

Сигнал звуковой частоты снимается через конденсатор С9 и контакт *6* соединителя X1 и поступает на модуль УЗЧ (УМ 1—3).

Принципиальная схема модуля УМ 1—3 показана на рис. 15.9.

Модуль содержит интегральную микросхему D1 К174УН7, включающую в себя эмиттерный повторитель, усилитель напряжения и выходной каскад, собранный по двухтактной схеме. Кроме того, на модуле установлены элементы, необходимые для стабилизации режимов усилительных каскадов. К ним относятся емкостный делитель С9, С5, установленный между выводами *5* и *12* интеграль-

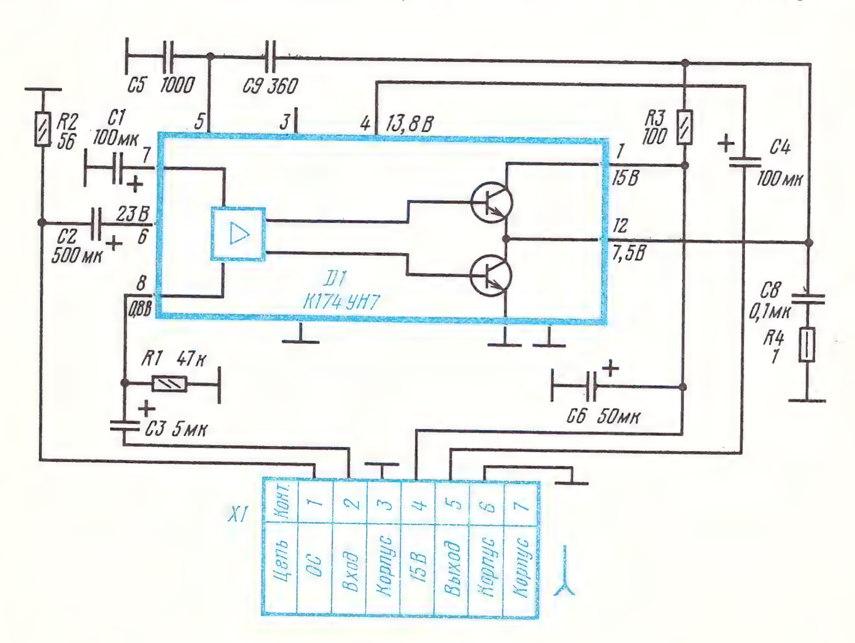


Рис. 15.9. Принципиальная схема модуля УЗЧ

ной схемы и являющийся одновременно элементом частотно-зависимой отрицательной обратной связи, необходимой для устранения самовозбуждения схемы на высоких частотах.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему полоса пропускания УПЧЗ имеет трехкратный запас?
2. Поясните работу симметричного дробного детектора.
3. В чем отличие несимметричного дробного детектора от симметричного?
4. Объясните принцип работы детектора произведения.
5. Объясните работу модуля УПЧЗ.
6. Объясните работу модуля УНЧ.

Глава 16

ДЕКОДИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО ТЕЛЕВИЗОРА ЦВЕТНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

16.1. Структурная схема декодирующего устройства

Декодирующее устройство является специфическим узлом телевизора цветного изображения. Оно предназначено для преобразования цветового телевизионного сигнала, содержащего информацию о яркости и цвете передаваемого изображения, в сигналы яркости и цветности, непосредственно управляющие токами лучей кинескопа. Декодирующее устройство включается после видеодетектора и состоит из блока цветности, канала яркости, матричного устройства и выходных видеоусилителей (рис. 16.1).

Полный цветовой телевизионный сигнал с нагрузки видеодетектора поступает на входы канала яркости и блока цветности. В канале яркости формируется и усиливается сигнал яркости E'_Y. В блоке цветности из полного цветового телевизионного сигнала осуществляется выделение частотно-модулированных сигналов цветности, их усиление и детектирование, причем на выходе этого блока получаются одновременно два цветоразностных сигнала, E'_{R-Y} и E'_{B-Y}, которые в системе СЕКАМ передаются попеременно через строку.

В матричном устройстве сначала из сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y} формируется третий цветоразностный сигнал $E'_{G-Y}=-0{,}51\ E'_{R-Y}-0{,}19\ E'_{B-Y}$, а затем в результате сложения каждого цветоразностного сигнала с сигналом яркости, получаются три первичных сигнала основных цветов, E'_R, E'_G и E'_B, которые через широкополосные выходные видеоусилители $ВУ_R$, $ВУ_G$ и $ВУ_B$ подаются на катоды цветного кинескопа.

Принцип работы матричных устройств был рассмотрен в § 5.4.

Если в телевизоре применяется модуляция лучей кинескопа цветоразностными сигналами, то на три катода кинескопа (на рис. 16.1 выделено штриховой линией) через широкополосный выходной видеоусилитель $ВУ_Y$ подается сигнал E'_Y, а через узкополосные видео-

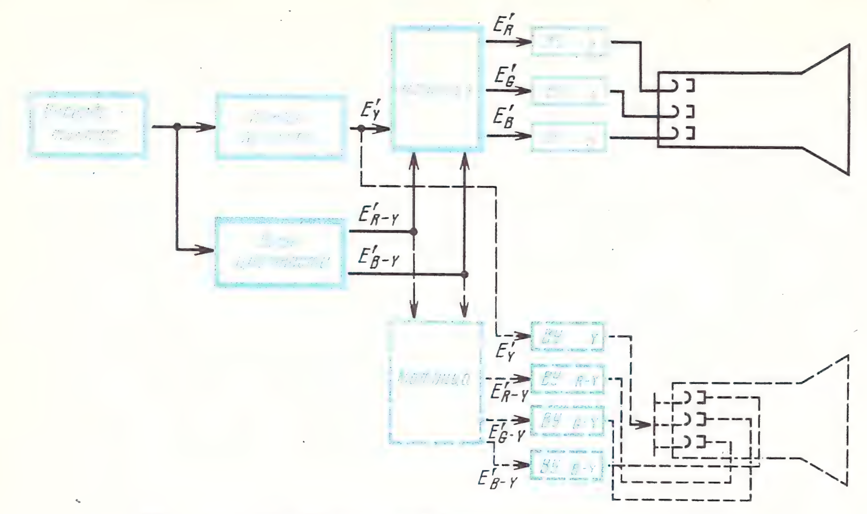


Рис. 16.1. Структурная схема декодирующего устройства

усилители $ВУ_{R-Y}$, $ВУ_{G-Y}$ и $ВУ_{B-Y}$ на соответствующие модулирующие электроды с выхода матричного устройства подаются цветоразностные сигналы E'_{R-Y}, E'_{G-Y} и E'_{B-Y}. В этом случае электронные лучи модулируются в конечном итоге также первичными сигналами основных цветов, но получаются эти сигналы в самóм кинескопе, выполняющем функции своеобразной матрицы.

Если цветной телевизор принимает сигналы черно-белого телевидения, то как при модуляции первичными сигналами основных цветов, так и при модуляции цветоразностными сигналами на три катода кинескопа поступает только сигнал E'_Y. При этом в декодирующем устройстве предусматривается автоматическое выключение (запирание) блока цветности, иначе высокочастотные составляющие сигнала изображения, пройдя через блок цветности, создадут на черно-белом изображении помехи в виде беспорядочных цветных «факелов».

При приеме сигналов цветного телевидения блок цветности включен, и на его выходе образуются полезные, а не мешающие цветоразностные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. При этом на цветном изображении могут появиться помехи в виде мелкоструктурной сетки, обусловленные поднесущими сигнала цветности, которые беспрепятственно проходят через канал яркости вместе с сигналом E'_Y. Для уменьшения заметности этих помех в канале яркости принимаются специальные меры.

16.2. Структурная схема канала яркости

Канал яркости цветного телевизора значительно сложнее, чем аналогичный канал черно-белого. Он имеет следующие особенности.

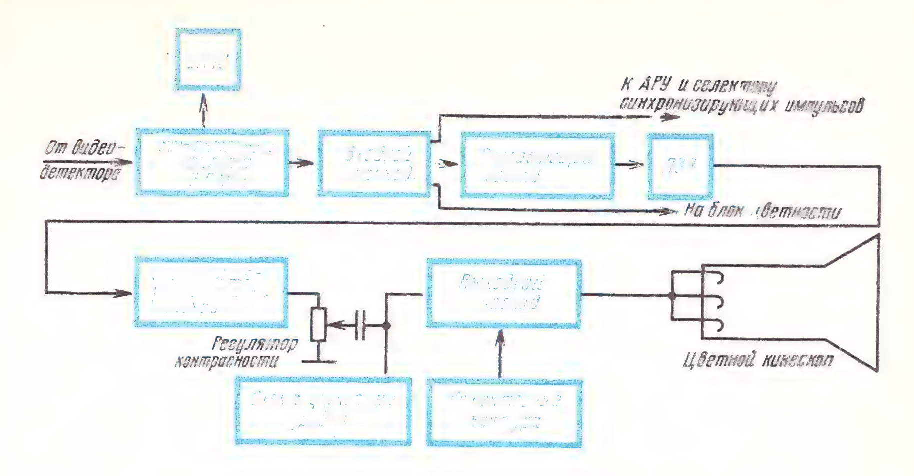


Рис. 16.2. Структурная схема канала яркости

1. Масочный кинескоп требует большего по амплитуде модулирующего напряжения: от 70 до 150 В. Так как на выходе видеодетектора размах сигнала 1...2 В, то коэффициент усиления видеоусилителя должен быть более 50. Для этого в канале яркости используется 3...4 усилительных каскада (рис. 16.2).

Полный телевизионный сигнал с видеодетектора поступает на входной каскад усиления. Если для выделения сигнала второй промежуточной частоты звука 6,5 МГц используется видеодетектор, то перед входным усилителем ставится режекторный фильтр, настроенный на частоту 6,5 МГц, с которого сигнал этой частоты отводится в УПЧЗ.

Входной каскад обычно является распределительным. С его выхода полный телевизионный сигнал ответвляется в систему АРУ, на амплитудный селектор, в блок цветности и к последующим каскадам канала яркости.

2. В связи с различия в полосе пропускания канала яркости (6 МГц) и цветности (1,5 МГц) время установления сигнала в канале яркости меньше, чем в канале цветности (рис. 16.3). Если не принять специальных мер, то вертикальные границы между различными цветами окажутся смещенными на 6...8 мм по отношению к вертикальным границам участков с различной яркостью. Для исключения такого рассовмещения в канал яркости введена широкополосная линия задержки *ЛЗЯ* (см. рис. 16.2), где сигнал яркости

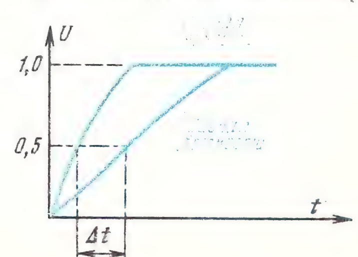


Рис. 16.3. Пояснение необходимости включения *ЛЗЯ*

задерживается на время $\Delta t = 0{,}3 \div 0{,}7$ мкс. Устройство и принцип действия *ЛЗЯ* рассмотрены в § 5.11. Линия задержки должна быть согласована как со стороны входа, так и выхода.

Следовательно, необходимо, чтобы выходное сопротивление предшествующего каскада видеоусилителя и входное сопротивление следующего усилительного каскада были равны сопротивлению линии задержки, которое составляет 1000...1500 Ом.

3. Поднесущие сигналов цветности, размещенные в полосе частот яркостного сигнала, беспрепятственно проходят через канал яркости вместе с сигналом E'_Y и вызывают на цветном изображении мелкоструктурную сетку. Во избежание этого в канале яркости при приеме сигналов цветного телевидения осуществляют режекцию цветовых поднесущих.

16.3. Режекция цветовых поднесущих в канале яркости

Для режекции цветовых поднесущих применяются режекторные контуры, которые обычно включаются в выходном каскаде канала яркости (см. рис. 16.2), снижают коэффициент усиления на участке спектра сигнала яркости, где размещены частоты сигнала цветности. При этом уменьшается четкость изображения. Для сохранения достаточной четкости форму резонансной характеристики режекторного фильтра экспериментально выбирают такой, чтобы подавлялись лишь те участки спектра сигнала яркости, в пределах которых цветовые поднесущие наиболее интенсивны.

На рис. 16.4, *а* показана частотная характеристика канала яркости с режекторным фильтром и без него (штриховая линия). Из рисунка видно, что наибольшая режекция происходит на частотах, близких к 4,0 и 4,7 МГц.

На рис. 16.4, *б* показана схема полосового режекторного фильтра L1C1L2C2 с резонансными контурами, настроенными на частоты

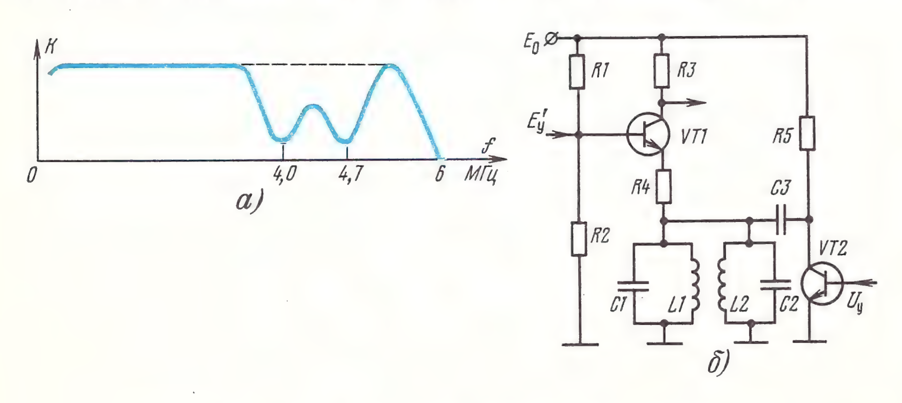


Рис. 16.4. Режекторный фильтр канала яркости:
а — влияние фильтра на частотную характеристику канала яркости; *б* — схема включения фильтра

4,0 и 4,7 МГц, включенного в эмиттерную цепь видеоусилителя канала яркости (транзистор VT1). На частотах резонанса сопротивления контуров принимают наибольшие значения и создают частотно-зависимую отрицательную обратную связь, которая значительно уменьшает коэффициент усиления каскада именно на этих частотах.

Режекторный фильтр необходим только при приеме сигналов цветного телевидения. Когда же ведется прием сигналов черно-белого телевидения, снижение четкости изображения из-за действия режекторного фильтра становится неоправданным. Поэтому в декодирующем устройстве предусматривается автоматическое отключение фильтра.

Для этой цели в схеме, показанной на рис. 16.4, *б*, служит транзистор VT2, подключенный к эмиттерной цепи транзистора VT1 через конденсатор С3 большой емкости (0,05...0,1 мкФ). При приеме сигналов черно-белого телевидения транзистор VT2, благодаря поступающему на его базу управляющему напряжению $U_у$ положительной полярности, открыт и режекторный фильтр через малое внутреннее сопротивление транзистора VT2 и конденсатор С3 оказывается закороченным. При приеме сигналов цветного телевидения полярность управляющего напряжения изменяется на противоположную, транзистор VT2 запирается и не препятствует работе режекторного фильтра.

Управляющее напряжение $U_у$ формируется обычно в том же автоматическом устройстве, которое предназначено для выключения блока цветности при приеме сигналов черно-белого телевидения. Рассмотренный двухконтурный режекторный фильтр обеспечивает одновременное подавление обеих частотно-модулированных поднесущих, f_{oR} (на частоте 4,7 МГц) и f_{oB} (на частоте 4,0 МГц). Однако в этом нет необходимости, так как поднесущие f_{oR} и f_{oB} передаются через строку и их подавлять можно раздельно, что позволяет сузить полосу режектируемых частот и повысить четкость изображения.

На рис. 16.5, *а* показан режекторный фильтр, выполненный в виде последовательного колебательного контура C1L1L2 с автоматически перестраиваемой от строки к строке резонансной частотой. Режекторный фильтр C1L1L2 настроен на частоту 4,0 МГц. Для перестройки его на частоту 4,7 МГц между катушками индуктивности L1 и L2 включен диод VD1, на анод которого подаются прямоугольные импульсы полустрочной частоты, с периодом следования $T_т$, равным двум строчным интервалам $T_с$. В течение одного строчного интервала диод VD1 открыт и совместно с конденсатором большой емкости С2 закорачивает катушку индуктивности L2, при этом оставшаяся часть режекторного фильтра L1C1 настраивается на частоту 4,7 МГц, что обеспечивает подавление частотно-модулированной поднесущей f_{oR} (на рис. 16.5, *б*). В течение следующего строчного интервала диод VD1 закрыт, и катушка индуктивности L2 включается в состав режекторного фильтра, понижая его резонансную частоту до 4,0 МГц. Это обеспечивает

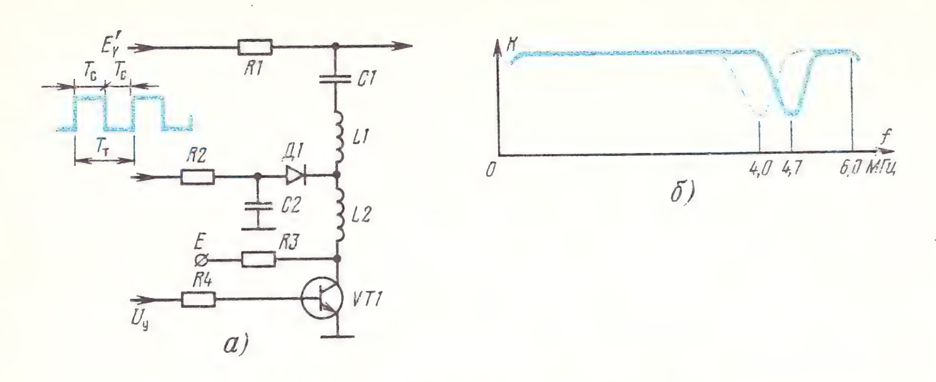


Рис. 16.5. Перестраиваемый режекторный фильтр:
а — схема включения; *б* — влияние на частотную характеристику канала яркости

подавление частотно-модулированной поднесущей f_{oB} (штриховая линия на рис. 16.5, *б*).

Для правильной работы режекторного фильтра импульсное напряжение на аноде диода VD1 должно изменять полярность в такой последовательности, чтобы оно было положительным при прохождении через канал яркости сигнала «красной» строки и нулевым — при прохождении «синей» строки. Соответствующие импульсы формируются специальным симметричным триггером, входящим в состав электронного коммутатора блока цветности.

Транзистор VT1 служит для выключения режекторного фильтра при приеме сигналов черно-белого телевидения. Для этого на него подается напряжение U_y. Положительные импульсы U_y отпирают транзистор VT1 при приеме сигналов цветного телевидения, и тогда режекторный контур через малое сопротивление открытого транзистора соединяется с корпусом. При отрицательном значении U_y транзистор запирается, режекторный контур отключается от корпуса и не оказывает влияния на сигнал яркости.

Кроме режекции поднесущих и задержки сигнала яркости в канале яркости цветного телевизора, как и в видеоусилителе телевизора черно-белого изображения, наряду с усилением сигнала до необходимого уровня, осуществляются также регулировка контрастности и яркости изображения, ограничение токов лучей кинескопа, восстановление постоянной составляющей сигнала яркости с использованием наиболее эффективных, управляемых схем фиксации уровня черного.

16.4. Структурная схема блока цветности

Блок цветности, структурная схема которого показана на рис. 16.6, выполняет следующие функции:

а) выделяет из полного телевизионного сигнала сигнал цветности и осуществляет коррекцию высокочастотных предыскажений;

б) усиливает и ограничивает по амплитуде сигналы цветности;

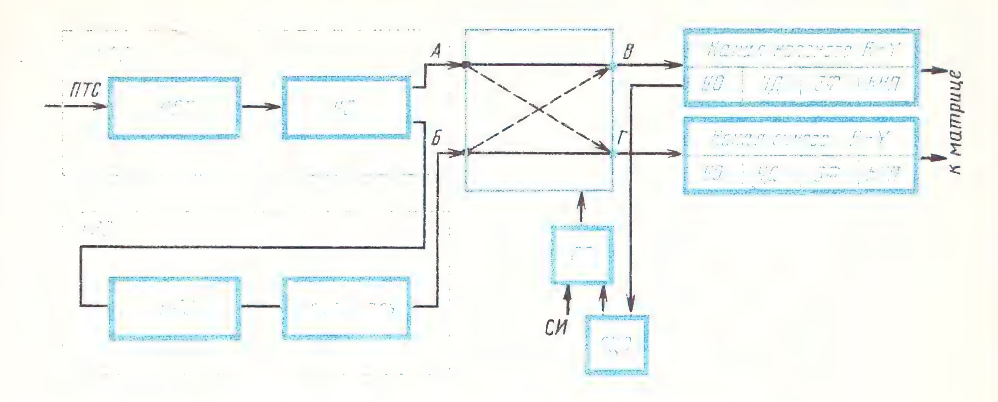


Рис. 16.6. Структурная схема блока цветности

в) обеспечивает на своем выходе одновременное выделение двух цветоразностных сигналов, передаваемых поочередно, через строку;

г) осуществляет с помощью системы цветовой синхронизации СЦС опознавание цвета;

д) осуществляет коррекцию низкочастотных предыскажений. Блок цветности содержит: каналы прямого *КПС* и задержанного *КЗС* сигналов, электронный коммутатор *ЭК* с симметричным триггером *СТ*, каналы обработки «красного» (*R — У*) и «синего» (*В — У*) цветоразностных сигналов и систему цветовой синхронизации *СЦС*.

16.5. Фильтр коррекции высокочастотных предыскажений

Фильтр коррекции высокочастотных предыскажений КВП включается на входе канала прямого сигнала. Он настроен на частоту 4,286 МГц и обеспечивает компенсацию высокочастотных предыскажений, введенных в сигнал цветности на передающей стороне. Одновременно с помощью фильтра КВП из полного телевизионного сигнала как бы вырезается участок спектра шириной 2...2,2 МГц, в пределах которого передается информация о цвете объектов, т. е. выделяется сигнал цветности. На рис. 16.7, *а* показана амплитудно-частотная характеристика фильтра КВП, совмещенная с амплитудно-частотной характеристикой фильтра высокочастотных предыскажений кодирующего устройства (штриховая линия). Из сравнения этих характеристик видно, что предыскажения, введенные в кодирующем устройстве, компенсируются на входе блока цветности.

В качестве фильтра КВП обычно используется одиночный колебательный контур $L_кC_кR_к$ (рис. 16.7, *б*) с высокой добротностью. Настройка фильтра производится с помощью сердечника катушки индуктивности $L_к$, а потенциометром $R_к$ регулируется полоса пропускания. Полный телевизионный сигнал подается на фильтр КВП через конденсатор $C_ф$ небольшой емкости (50...100 пФ), способствующий подавлению частот ниже 3 МГц.

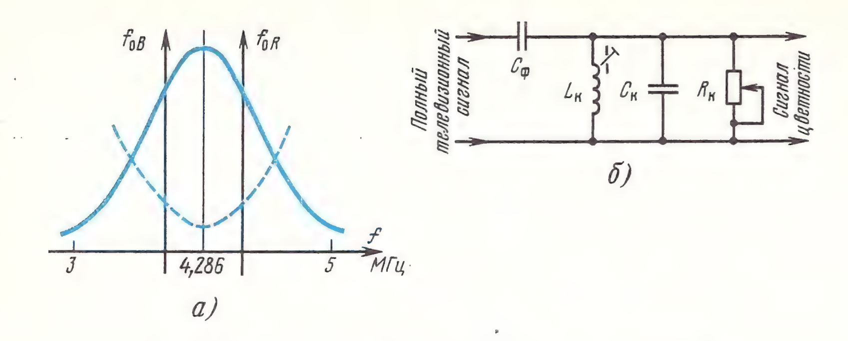


Рис. 16.7. Коррекция высокочастотных предыскажений:
а — амплитудно-частотная характеристика фильтра КВП; *б* — принципиальная схема

16.6. Двусторонние ограничители

После фильтра КВП сигнал цветности поступает в усилитель-ограничитель *ОУ* (см. рис. 16.6). Он содержит два...четыре усилительных каскада и имеет полосу пропускания 2...2,5 МГц. В состав *УО* также включается двусторонний амплитудный ограничитель, предназначенный для ослабления паразитной амплитудной модуляции частотно-модулированных сигналов цветности, возникающей вследствие неравномерности амплитудно-частотных характеристик предшествующих каскадов тракта изображения, а также из-за воздействия сигнала яркости.

Наибольшее распространение в декодирующих устройствах получил последовательный диодный двусторонний ограничитель, показанный на рис. 16.8. В таком ограничителе резисторы R1 и R2 имеют равные сопротивления, значительно меньшие сопротивления резистора R3. Диоды VD1 и VD2 должны иметь одинаковые прямые сопротивления, причем значительно меньшие, чем сопротивления R_1 и R_2. Обратные сопротивления диодов также должны быть одинаковы и иметь довольно большие значения. В точку соединения анодов диодов через резистор R3 подается положительное напряжение от источника E_0, которое определяет порог ограничения.

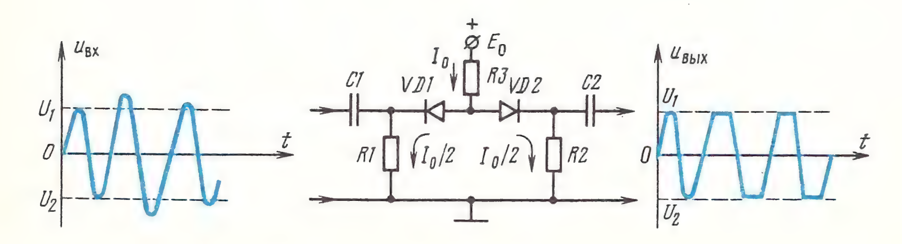


Рис. 16.8. Диодный двусторонний ограничитель

При отсутствии входного сигнала оба диода открыты. Когда на вход подается переменное напряжение, то диод VD1 беспрепятственно пропускает любые значения его отрицательных полуволн, а положительные полуволны пропускаются этим диодом только до тех пор, пока их мгновенные значения не превышают $U_1 = R_1 I_0/2$, т. е. напряжения, действующего на катоде открытого диода. Для положительных значений входного сигнала, бо́льших U_1 диод VD1 будет заперт. Диод VD2 беспрепятственно пропускает ограниченные диодом VD1 положительные полуволны входного сигнала, а его отрицательные полуволны пропускаются диодом VD2 только до тех пор, пока их мгновенные значения не превышают напряжения $U_2 = R_2 I_0/2$, действующего на катоде этого диода. При бо́льших отрицательных значениях входного сигнала диод VD2 закрывается. Поскольку $R_1 = R_2$, то равны друг другу и пороги ограничения сигнала, т. е. $U_1 = U_2$.

При интегральном исполнении блока цветности применяются двусторонние транзисторные ограничители, построенные по принципу дифференциальных усилителей.

На рис. 16.9 показана схема такого ограничителя. Транзисторы VT1 и VT2 должны иметь одинаковые параметры, и на их базах с помощью делителей R1R2 и R5R6 устанавливаются одинаковые напряжения смещения. Положительная полуволна входного сигнала увеличивает ток через транзистор VT1, в результате чего увеличивается падение напряжения на резисторе R3 и повышается положительный потенциал на эмиттерах обоих транзисторов. Когда этот потенциал станет равным потенциалу на базе транзистора VT2, то последний закроется и дальнейшее увеличение входного сигнала не будет передано на выход, т. е. произойдет ограничение входного сигнала «сверху». Отрицательная полуволна входного сигнала понижает потенциал на базе транзистора VT1, и когда этот потенциал достигнет потенциала на эмиттере, транзистор VT1 закроется, что обеспечит ограничение входного сигнала «снизу».

Усиленный и ограниченный в *КПС* сигнал цветности поступает в канал задержанного сигнала *КЗС* и на один из входов (вход *А*) электронного коммутатора *ЭК* (см. рис. 16.6). Сигнал цветности задерживается в *КЗС* на длительность одной строки (64 мкс).

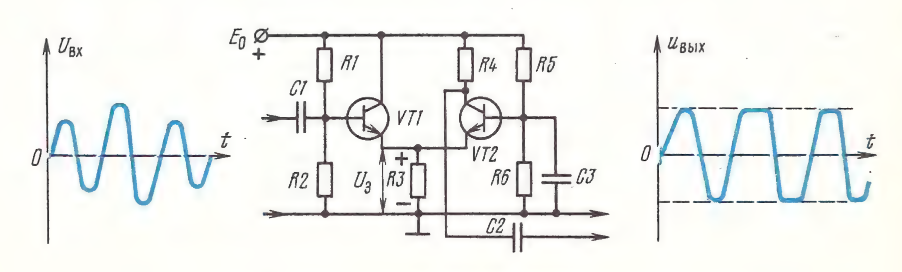


Рис. 16.9. Двусторонний ограничитель на транзисторах

В состав *КЗС* входят: ультразвуковая линия задержки *УЛЗ*, усилитель, компенсирующий затухание сигнала в линии задержки, и согласующие цепи.

16.7. Ультразвуковая линия задержки

Ультразвуковая линия задержки — это электромеханическое устройство, преобразующее с помощью пьезоэлектрического элемента электрический сигнал в механические ультразвуковые колебания, которые проходят некоторое расстояние в упругой среде — звукопроводе,— а затем, с помощью второго пьезоэлектрического элемента снова преобразуются в электрический сигнал. Так как скорость ультразвука в упругой среде в сотни тысяч раз меньше скорости распространения электромагнитных колебаний, удается получить необходимую задержку сигнала при сравнительно небольших размерах звукопровода. В качестве материала звукопровода современных УЛЗ используется термостабильное стекло (ранее применялись сталь, расплавленный кварц, кристаллы некоторых солей).

Пьезоэлементы изготавливаются из специальной керамики в виде тонких металлизированных пластинок и укрепляются на торцах звукопровода. На рис. 16.10, *а* показана УЛЗ с линейным звукопроводом, где *П1* и *П2* — соответственно входной и выходной пьезоэлементы.

Обычно звукопровод делается не линейным, а многогранным (рис. 16.10, *б*, *в*, *г*). При этом ультразвуковая волна претерпевает одно или несколько внутренних отражений, что позволяет в 2 или более раз уменьшить габариты звукопровода по сравнению с линейным.

Проходя через линию задержки, электрические сигналы заметно ослабляются. Поэтому после линии задержки обязательно включается усилительный каскад.

Линия задержки обладает определенными входным и выходным сопротивлениями, которые имеют комплексный характер, т. е. содержат активную и реактивную составляющие. Входное сопротивле-

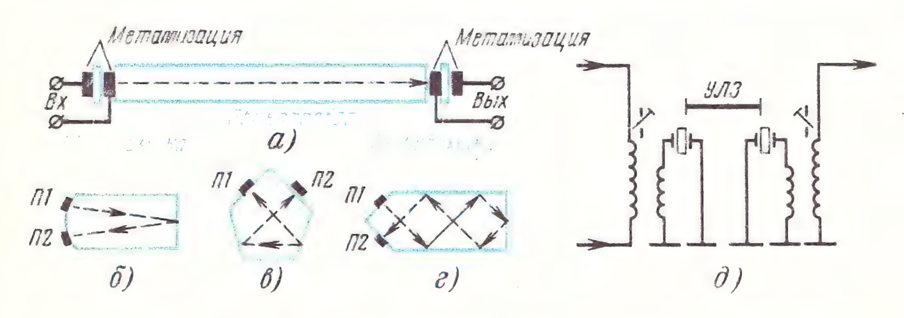


Рис. 16.10. Ультразвуковые линии задержки:
а — с линейным звукопроводом; *б, в, г* — с многогранным звукопроводом; *д* — согласование УЛЗ

ние должно быть согласовано с нагрузкой предшествующего, а выходное — с входным сопротивлением последующего каскадов, иначе внутри линии возникнут паразитные, отраженные пьезоэлементами, так называемые *эхо-сигналы*, которые вызовут амплитудные искажения сигналов цветности. Это может привести к появлению разнояркости строк цветного изображения.

Согласование линии задержки осуществляется с помощью настраиваемых высокочастотных трансформаторов или автотрансформаторов (рис. 16.10, *д*), которые совместно с реактивными составляющими входного и выходного сопротивлений линии задержки образуют колебательные системы, настроенные на среднюю частоту сигнала цветности. При этом наряду с трансформацией сопротивлений обеспечивается необходимая полоса пропускания — 1,3...1,8 МГц.

16.8. Электронный коммутатор

С выхода *КЗС* (см. рис. 16.6) сигнал цветности поступает на второй вход (вход *Б*) электронного коммутатора. Поскольку этот сигнал задержан на длительность одной строки относительно сигнала цветности, поступающего из канала прямого сигнала на первый вход *А*, то создаются условия для одновременного появления на входах электронного коммутатора «красного» и «синего» сигналов цветности, которые передаются попеременно (через строку). Это поясняется рисунком 16.11, *а*.

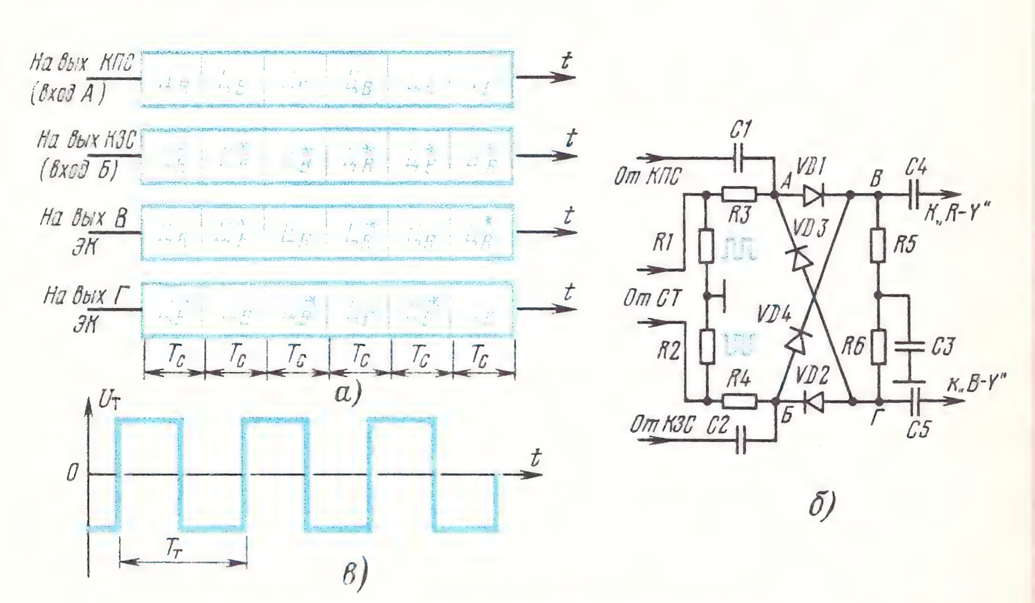


Рис. 16.11. Диодный электронный коммутатор:
а — пояснение принципа действия; *б* — принципиальная схема; *в* — коммутирующие импульсы

Пока на вход *А* через *КПС* поступает, например, «красный» сигнал цветности $Ц_R$ данной строки, на втором входе *Б* действует задержанный в *КЗС* «синий» сигнал цветности $Ц^*_B$. В течение следующего строчного интервала $T_с$ характер прямого и задержанного сигналов изменится, т. е. на вход *А* будет поступать сигнал цветности $Ц_B$, а на вход *Б* — $Ц^*_R$.

Работа электронного коммутатора сводится к беспрепятственному пропусканию «красного» сигнала цветности только на выход *В*, а «синего» — на выход *Г*, независимо от того, на какой из входов, *А* или *Б*, они поступят. Этим обеспечивается прохождение «красного» и «синего» сигналов цветности в «свои» каналы обработки (*R* — *У* и *B* — *У* на рис. 16.6).

На рис. 16.11, *б* показана схема четырехдиодного электронного коммутатора. На его входы *А* и *Б* от симметричного триггера *СТ* поступают коммутирующие импульсы (рис. 16.11) полустрочной частоты, (с периодом 2 $T_с$) противоположной полярности, причем когда через *КПС* проходит сигнал «красной» строки, полярность коммутирующего импульса на входе *А* должна быть положительной, а на входе *Б* (куда в это время от *КЗС* поступает сигнал предыдущей, «синей» строки) — отрицательной. Такая полярность коммутирующих импульсов обеспечивает прохождение «красного» сигнала цветности на «свой» выход *В*, а «синего» — на выход *Г*, так как диоды VD1 и VD2 будут открыты, а VD3 и VD4 заперты.

В течение следующего строчного интервала на вход *А* будут поступать «синий» сигнал цветности и отрицательный коммутирующий импульс, а на вход *Б* — «красный» сигнал цветности и положительный коммутирующий импульс. В этом случае будут заперты диоды VD1 и VD2, а VD3 и VD4 — открыты. Теперь вход *А* окажется соединенным через открытый диод VD3 с выходом *Г* и отключенным от выхода *В*, так как заперт диод VD1, т. е. «синий» сигнал цветности вновь пройдет на «свой» выход *Г*. Аналогично «красный» сигнал цветности через диод VD4 пройдет на «свой» выход *В*.

В рассмотренной схеме: R1 = R2 — нагрузки симметричного триггера; C1, C2, C4, C5 и R3, R4 — разделительные конденсаторы и резисторы; R5 = R6 — нагрузки диодов коммутатора. Конденсатор C3 большой емкости (0,05...0,1 мкФ), замыкая на корпус точку соединения резисторов R5 и R6, обеспечивает раздельное выделение на них сигналов цветности. Постоянная составляющая тока в электронном коммутаторе замыкается через любую пару открытых диодов и последовательно соединенные резисторы R5 и R6.

При интегральном исполнении блока цветности в электронном коммутаторе вместо диодов используются транзисторные дифференциальные пары.

На рис. 16.12 показана упрощенная схема такого коммутатора. Индексами I, II, III, IV обозначены дифференциальные пары транзисторов. На эмиттеры транзисторов первой и третьей

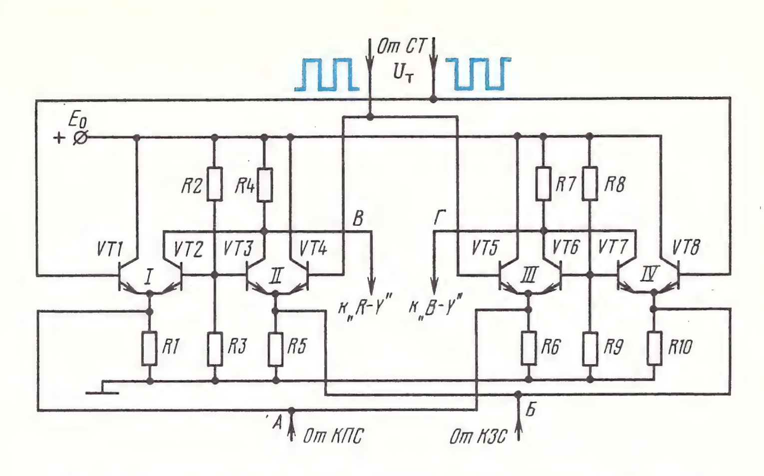


Рис. 16.12. Электронный коммутатор в интегральном исполнении

пар подается сигнал цветности от *КПС*, а от *КЗС* — на эмиттеры второй и четвертой пар. На базы транзисторов VT1 и VT8 от симметричного триггера подаются коммутирующие импульсы одной полярности, а на базы транзисторов VT4 и VT5 — другой полярности, причем положительная полярность коммутирующих импульсов на базах транзисторов VT4 и VT5 должна совпадать с поступлением на коммутатор от *КПС* сигнала «красной» строки, а от *КЗС* — сигнала «синей» строки. При этом на базах транзисторов VT1 и VT8 полярность коммутирующих импульсов будет отрицательной. Общей коллекторной нагрузкой транзисторов VT2 и VT3 является резистор R4, а транзисторов VT6 и VT7 — резистор R7.

Рассмотрим левую половину схемы. Когда на базу транзистора VT4 поступает от *СТ* положительный коммутирующий импульс, то этот транзистор открыт, а транзистор VT3 закрыт, так как потенциал на его эмиттере, благодаря току транзистора VT4, оказывается выше потенциала на базе, созданного делителем напряжения R2, R3.

Следовательно, дифференциальная пара *II* поступающий от *КЗС* сигнал цветности «синей» строки в нагрузку R4 не передает.

В это же время на базу транзистора VT1 подается от *СТ* отрицательный коммутирующий импульс, который его запирает, а транзистор VT2 остается открытым и пропускает в нагрузку R4 на выход *В* сигнал «красной» строки, поступающий на его эмиттер от *КПС*. В течение следующего строчного интервала на базу транзистора VT4 подается отрицательный запирающий коммутирующий импульс, а на базу VT1 — положительный (отпирающий). Вследствие этого транзистор VT2 закроется, а VT3 откроется и пропустит на выход *В* сигнал цветности, поступающий от *КЗС*, который теперь так же соответствует «красной» строке.

Правая часть коммутатора работает аналогично, но на ее выход *Г* проходит только «синий» сигнал цветности.

От строки к строке электронный коммутатор переключается с помощью прямоугольных коммутирующих импульсов $U_т$ полустрочной частоты (см. рис. 16.11, *в*), вырабатываемых симметричным триггером *СТ* (см. рис. 16.6). Эти же импульсы используются для переключения режекторного фильтра канала яркости, показанного на рис. 16.5, *а*.

Симметричный триггер запускается строчными импульсами *СИ*, образующимися в выходном каскаде строчной развертки во время обратного хода. Для правильной работы электронного коммутатора важно, чтобы изменение полярности коммутирующих импульсов $U_т$ происходило в строго определенной последовательности (например, как показано на рис. 16.11), иначе «красные» сигналы цветности $Ц_R$, $Ц^*_R$ будут проходить в канал $B - У$ (на выход *Г*), а «синие» — $Ц_B$, $Ц^*_B$ — в канал $R - У$ (на выход *В*), что приведет к недопустимым искажениям цветопередачи.

Поддержание необходимой фазы коммутирующих импульсов обеспечивается системой цветовой синхронизации (*СЦС* на рис. 16.6).

16.9. Каналы обработки цветоразностных сигналов

С выходов электронного коммутатора сигналы цветности поступают в каналы $R - У$ и $B - У$, где осуществляется их усиление, двустороннее ограничение и детектирование, а также коррекция введенных на передающей стороне в цветоразностные сигналы низкочастотных предыскажений. Оба канала идентичны по своему функциональному построению. Каждый из них содержит (см. рис. 16.6) усилители-ограничители *УО*, подобные используемым в канале прямого сигнала, частотный детектор *ЧД*, заградительный фильтр *ЗФ*, подавляющий остатки цветовой поднесущей на выходе частотного детектора, и корректор низкочастотных предыскажений *КНП*, ослабляющий высокочастотные составляющие цветоразностных сигналов.

На рис. 16.13 показан один из вариантов схем заградительного фильтра $L_ф$, $C_ф$ и корректора низкочастотных предыскажений $R_кC_к$.

Различия между каналами $R - У$ и $B - У$ состоят в том, что частотный детектор и заградительный фильтр канала $R - У$ настроены на частоту поднесущей $f_{oR} = 4{,}406$ МГц, а канала $B - У$ — на частоту поднесущей $f_{oB} = 4{,}25$ МГц.

Кроме того, поскольку поднесущие f_{oR} и f_{oB} модулированы разнополярными сигналами D'_R и D'_B (см. § 5.10), амплитудно-частотные характеристики детекторов каналов $R - У$ и $B - У$ должны иметь противоположный наклон (рис. 16.14). При этом восстанавливается одинаковая полярность цветоразностных сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y} на выходе блока цветности.

В каналах $R - У$ и $B - У$ до или после частотных детекторов осуществляется одновременная оперативная регулировка уровней

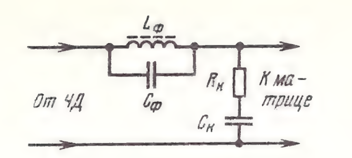


Рис. 16.13. Схема заградительного фильтра и корректора низкочастотных предыскажений

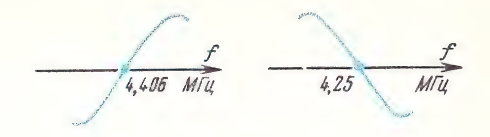


Рис. 16.14. Амплитудно-частотные характеристики частотных детекторов

обоих цветоразностных сигналов (регулировка цветовой насыщенности).

Для обеспечения правильной цветопередачи изменение уровней цветоразностных сигналов должно сопровождаться соответствующим изменением уровня сигнала яркости E'_Y.

Поэтому часто регуляторы насыщенности и контрастности выполняются в виде спаренных потенциометров.

16.10. Система цветовой синхронизации

В *СЦС* из передаваемых телецентром сигналов цветовой синхронизации формируются управляющие импульсы, которые воздействуют на симметричный триггер и при необходимости корректируют режим его работы.

На рис. 16.15 показана функциональная схема одного из вариантов систем цветовой синхронизации. Ее основным элементом является частотный детектор *ЧДС*, который подключен к усилителю-ограничителю *УО* канала *R — У*. Детектор настраивается на частоту 4,3 МГц и имеет такой же наклон амплитудно-частотной ха-

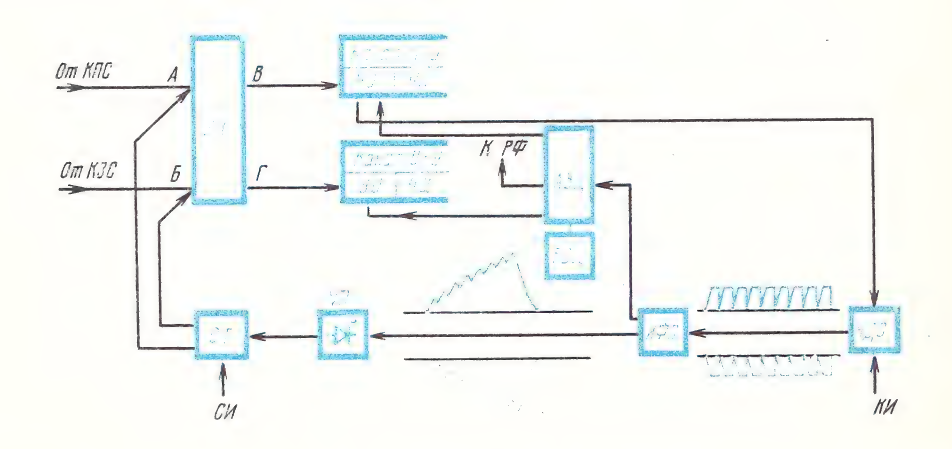


Рис. 16.15. Система цветовой синхронизации

рактеристики, как и частотный детектор канала $R - У$. Во-время прямого хода полукадра детектор закрыт, а во время обратного хода, когда в канал $R - У$ проходят сигналы цветовой синхронизации, он открывается поступающими из блока кадровой развертки или специально сформированными импульсами *КИ*.

При этом на нагрузке детектора выделяется последовательность импульсов цветовой синхронизации положительной или отрицательной полярности, которые через интегрирующий фильтр *ИФС* подаются на диод *VD*, соединенный с симметричным триггером *СТ*.

Если в канал $R - У$ от электронного коммутатора поступают «красные» сигналы цветности, что соответствует правильной его работе, то на выходе детектора и интегрирующего фильтра *ИФС* образуются импульсные напряжения положительной полярности, которые к симметричному триггеру не пропускаются через диод и, следовательно, не оказывают влияния на его работу. Однако в этом и нет необходимости, так как симметричный триггер обеспечивает правильную фазу переключения электронного коммутатора.

Если же в результате нарушения правильной фазы коммутирующих импульсов в канал $R—У$ начнут поступать «синие» сигналы цветности, поднесущая которых f_{oB} модулирована цветоразностными сигналами D_B и сигналами цветовой синхронизации d_B противоположной полярности по сравнению с сигналами, модулирующими поднесущую f_{oR}, то на выходах *ЧДС* и *ИФС* образуются импульсные напряжения отрицательной полярности (на рис. 16.13 показано штриховой линией). Эти импульсы пройдут через диод к симметричному триггеру и скорректируют фазу коммутирующих импульсов. В результате восстановится правильная работа электронного коммутатора, при которой «красные» сигналы цветности проходят только в канал $R - У$, а «синие» — в канал $B - У$.

Кроме симметричного триггера выход *ИФС* связан с устройством *АВЦ* — автоматического выключения (запирания) каналов цветности $R - У$ и $B - У$ и режекторного фильтра канала яркости *РФ*. Регулярное (в конце каждого полукадра) поступление на *АВЦ* от *ИФС* импульсного напряжения положительной полярности поддерживает такой режим работы устройства, при котором каналы цветности и режекторный фильтр *РФ* включены. Если же на *АВЦ* положительные импульсы цветовой синхронизации не поступают (т. е. принимаются сигналы черно-белого телевидения) или поступают отрицательные импульсы (обусловленные нарушением правильного режима работы электронного коммутатора при приеме сигналов цветного телевидения), то каналы цветности и режекторный фильтр автоматически выключаются. Чаще всего в качестве *АВЦ* применяются логические устройства.

В телевизорах цветного изображения помимо автоматического предусматривается ручное выключение каналов цветности и режекторного фильтра *РВЦ*. Необходимость в таком выключении возникает при проверке, регулировке и ремонте телевизора.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каково назначение декодирующего устройства и какие функции оно выполняет?
2. Каково назначение ЛЗЯ и чем определяется время задержки?
3. Поясните рисунок 16.2.
4. Чем определяется форма частотной характеристики канала яркости?
5. Почему наибольшая режекция в канале яркости происходит на частотах, близких к 4,0 и 4,7 МГц?
6. Поясните действие режекторного фильтра, схема которого изображена на рис. 16.4.
7. Поясните работу устройства, схема которого изображена на рис. 16.5.
8. Объясните назначение блоков, показанных на схеме рис. 16.6.
9. Какие функции выполняет блок КВП?
10. Объясните действие фильтра КВП.
11. Какие процессы происходят в КПС?
12. Как работает двусторонний амплитудный ограничитель?
13. Поясните работу ограничителя, используемого в интегральных схемах?
14. Каково назначение ультразвуковой линии задержки?
15. Каково назначение электронного коммутатора?
16. Как работает электронный коммутатор, схема которого показана на рис. 16.11?
17. Каково назначение симметричного триггера?
18. Каково назначение системы цветовой синхронизации?
19. Как действует электронный коммутатор, схема которого представлена на рис. 16.12?
20. Поясните работу заградительного фильтра и КНП.
21. Поясните структурную схему системы цветовой синхронизации, показанную на рис. 16.15.

Глава 17

ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ИСПЫТАТЕЛЬНЫЕ ТАБЛИЦЫ

17.1. Назначение телевизионных испытательных таблиц

Для обеспечения контроля за качеством работы телевизоров телевизионные центры регулярно передают специальные телевизионные испытательные таблицы. В СССР применяются испытательные таблицы 0249 и УЭИТ, которые являются едиными для всех телецентров.

С помощью таблиц можно проверить такие параметры телевизоров, как размер, центровку и линейность изображения, разрешающую способность по горизонтали и вертикали, фокусировку, контрастность и яркость, качество чересстрочной развертки, наличие частотных и фазовых искажений, степень геометрических искажений растра, устойчивость синхронизации разверток.

В телевизорах цветного изображения можно проверить также статическое и динамическое сведение лучей кинескопа, чистоту цвета, точность настройки дискриминаторов канала цветности, баланс белого, коррекцию высокочастотных и низкочастотных предыскажений, цветовую четкость, качество матрицирования цветоразностных сигналов, работу системы цветовой синхронизации и др.

17.2. Телевизионная испытательная таблица 0249

Таблица (рис. 17.1) представляет собой прямоугольник с соотношением ширины к высоте 4:3, разделенный на 12 больших квадра-

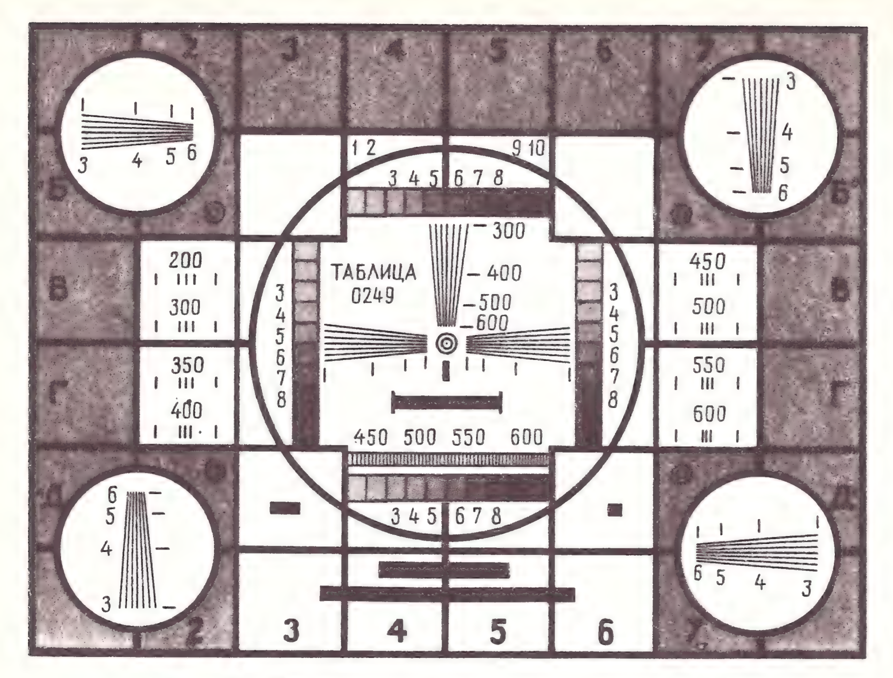


Рис. 17.1. Телевизионная испытательная таблица 0249

тов, каждый из которых, в свою очередь, разделен еще на четыре квадрата. Горизонтальные ряды квадратов имеют цифровые обозначения, а вертикальные — буквенные. Это позволяет обозначить каждый квадрат.

В центре таблицы помещается большой круг, а по ее углам расположены четыре круга меньшего радиуса. Внутри как большого, так и меньших кругов нанесены специальные рисунки и цифры, предназначенные для проверки работы узлов телевизора.

Телевизионная испытательная таблица позволяет проверить:

1) размер, центровку и линейность изображения;

2) четкость изображения (разрешающую способность) по горизонтали и вертикали;

3) фокусировку изображения;

4) контрастность и яркость изображения;

5) качество чересстрочного разложения растра;

6) наличие частотных и фазовых искажений;

7) геометрические искажения растра.

Проверка размера центровки и линейности изображения. Перед началом работы телевизора необходимо правильно установить размер и центровку изображения. Для этого в квадратах *Д1, Б1, А2, А7, Б8, Д8, Е7* и *Е2* имеются белые стрелки. Если эти стрелки достигают верхней, нижней, левой и правой сторон рамки экрана, то размер изображения и его центровка установлены правильно. Следует заметить, что на экранах широко-

форматных кинескопов с соотношением сторон 5/4 стрелки не видны. В этом случае размер и центровка считаются установленными правильно, если буквы с левой и правой сторон таблицы видны примерно наполовину, а цифры вверху и внизу — полностью.

При линейной развертке геометрические очертания квадратов и кругов должны быть правильными. Если же развертка нелинейная, то квадраты превращаются в прямоугольники, а окружности приобретают форму эллипсов. По степени этих искажений можно судить о линейности развертки как по горизонтали, так и по вертикали.

Величина нелинейных искажений определяется путем измерения размеров определенных квадратов таблицы: по горизонтали это квадраты *В2* и *В7* или *Г2* и *Г7*, а по вертикали — *Б3* и *Д3* или *Б6* и *Д6*. Нелинейные искажения по горизонтали в процентах определяют как отношение разности горизонтальных размеров наиболее широкого, например *В2*, и наиболее узкого, например *В7*, прямоугольников к среднеарифметическому значению их размеров. Аналогично по размерам прямоугольников например, *Б3* и *Д3* определяют нелинейные искажения по вертикали.

Определение горизонтальной и вертикальной четкости изображения. Для определения четкости изображения по горизонтали служат вертикальные клинья, состоящие из тонких сходящихся линий. Клинья расположены в центральном круге, в левом нижнем и правом верхнем кругах. Для этой же цели служат группы вертикальных штрихов, находящихся в светлых квадратах таблицы *В2*, *Г2*, *В7*, *Г7*, а также внизу большого круга (квадраты *Д4*, *Д5*). Все указанные элементы снабжены цифровыми шкалами. Четкость воспроизводимого изображения по горизонтали определяется по уровню различимости отдельных линий веерных клиньев, а также по различимости отдельных вертикальных штрихов. Например, если на веерном клине, расположенном в центральном круге, отчетливо различаются отдельные линии до уровня, обозначенного цифрой 500, то это значит, что четкость принятого изображения в данном месте кадра соответствует разложению изображения как бы не на 625 строк, а только на 500, т. е. телевизор не способен воспроизводить все передаваемые телецентром мелкие детали изображения. В этом случае говорят, что разрешающая способность по горизонтали в центре не превышает 500 линий.

Точно таким же способом определяют и четкость по вертикали с помощью горизонтальных клиньев, которые находятся в большом круге, в левом верхнем и в правом нижнем малых кругах.

Проверка фокусировки изображения. Для оценки качества фокусировки луча служат небольшие концентрические окружности в центре большого круга и в квадратах *Б2*, *Б7*, *Д2*, *Д7*.

Изображение считается хорошо сфокусированным, когда толщина линий отдельных окружностей одинакова и в центре окружностей видна черная точка. Практически даже при хорошей фокусировке в центре экрана по его краям может наблюдаться некоторая размытость изображения.

П р о в е р к а   к о н т р а с т н о с т и   и   я р к о с т и   и з о б р а ж е н и я. Внутри большого круга находятся две вертикальные и две горизонтальные полосы, состоящие каждая из десяти отдельных прямоугольников с различной степенью серого цвета (от белого до черного). С помощью этих полос определяют качество воспроизведения градаций яркости. Понятно, что чем больше воспроизводится оттенков серого в черно-белом изображении, тем лучше его контрастность.

Удовлетворительным считается такое изображение, когда обеспечивается воспроизведение 6...8 градаций. Это зависит от установки яркости и контрастности изображения. При излишних контрастности и яркости теряются полутона.

П р о в е р к а   к а ч е с т в а   ч е р е с с т р о ч н о г о   р а з л о ж е н и я. Чересстрочность разложения — это точное переплетение четных и нечетных строк. Качество чересстрочной развертки телевизора контролируется по диагоналям, расположенным в квадратах *Б3* и *Б6*.

Если чередование четных и нечетных строк правильное, то эти диагонали ровные и тонкие. При частичном спаривании строк диагонали утолщаются, и на них появляются ступеньки. В этом случае также нарушается устойчивость отдельных линий горизонтальных клиньев центрального круга.

П р о в е р к а   ч а с т о т н ы х   и   ф а з о в ы х   и с к а ж е н и й. Для определения наличия в телевизоре частотных и фазовых искажений на таблице имеются черные прямоугольники и вертикальные тонкие штрихи. Они расположены в квадратах *Д3*, *Д6*, Е3, Е4,

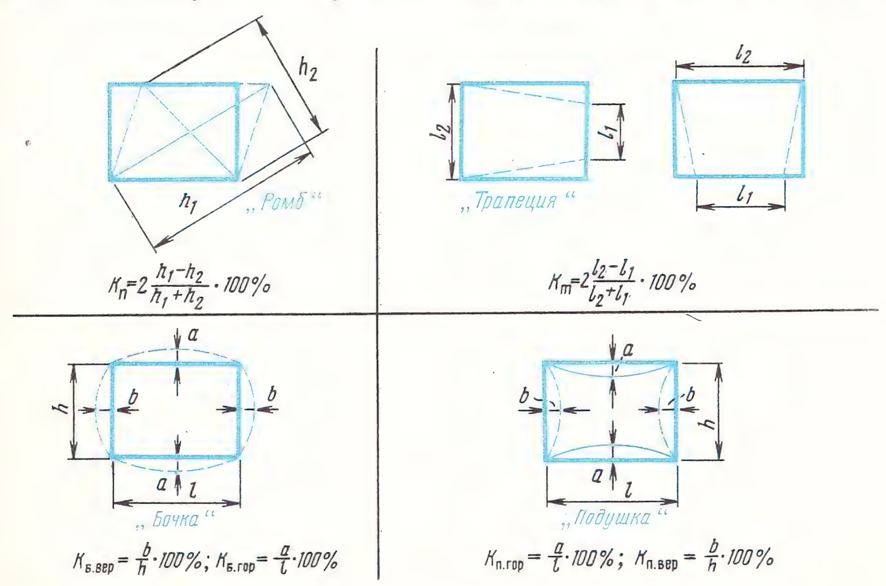


Рис. 17.2. Определение геометрических искажений растра
Рис. к гл. 7.

Е5, Е6, В2, В7, Г2, Г7 и внутри центрального круга. Если в телевизоре нет частотных и фазовых искажений, то эти прямоугольники и штрихи имеют четкие очертания. При наличии искажений получаются серые продолжения вправо от границ прямоугольников («тянучки»), что говорит о плохом пропускании низких и средних частот сигнала изображения. Белая окантовка справа на черных вертикальных линиях и штрихах («пластика») свидетельствует о чрезмерном усилении на высоких частотах сигнала изображения.

Проверка геометрических искажений растра. Геометрические искажения — это искажения прямоугольной формы растра. Прямоугольник растра воспроизводится в этом случае в виде «параллелограмма», «трапеции», «бочки», «подушки». На каждый тип искажений имеются допустимые нормы. Перечисленные искажения и определение коэффициентов искажений показаны на рис. 17.2.

17.3. Универсальная электрическая испытательная таблица (УЭИТ)

Испытательная таблица УЭИТ (см. рис. на стр. 116) позволяет оценить все перечисленные параметры черно-белого изображения, а также с ее помощью контролируется целый ряд специфических параметров цветного изображения. Таблица УЭИТ, в отличие от 0249, формируется электрическим (а не оптическим) способом. Она построена в виде прямоугольника с соотношением сторон 13:10. При отклонении формы таблицы от прямоугольной оцениваются геометрические искажения растра. Для контроля линейности разверток и точности сведения лучей цветного кинескопа служит сетка, образованная 25 вертикальными и 19 горизонтальными тонкими белыми линиями, которые делят поле таблицы на 520 квадратов. В средней части таблицы воспроизводится контур большой окружности (диаметром 480 строк), а по углам — контуры малых окружностей (диаметром 120 строк каждая). Эти окружности, как и у таблицы ТИТ — 0249, служат для визуальной оценки искажений.

Горизонтальные ряды квадратов обозначены на рис. 17.3 цифрами от 1 до 20, а вертикальные — буквами от А до Э (на таблице этих обозначений нет). Пересечением вертикальной и горизонтальной центральных белых линий (на участке 10, 11 Н — О) отмечен центр таблицы, который используется при статическом сведении лучей кинескопа и центровке изображения. Большая часть поля таблицы (участки 2, 3, 4, 5, 18, 19 Б — Щ; 17 Б — И и Т — Щ; 9, 12 Б — Д и Ц — Щ; 10, 11 Б — Д, Л — Р и Ц — Щ) занята серыми (полными и неполными) квадратами. По этим участкам контролируются постоянство и равномерность яркости изображения. Обрамление таблицы выполнено чередующимися белыми и черными квадратами (участки 1 А — Э, 20 А — Э, А 1 — 20, Э 1 — 20). Черные квадраты обрамления прорезаны белыми (реперными) линиями. Если размеры и центровка изображения отрегулированы правильно, то с рамкой кинескопа должны совпадать: при формате экрана 4:3 —

реперные линии; при формате экрана 5:4 — наружные края полос 1 А — Э, 20 А — Э и внутренние края полос А 1 — 20, Э 1 — 20.

На горизонтальной полосе 13 Б — Щ, а также внутри малых окружностей по углам таблицы помещены вертикальные черно-белые штрихи, предназначенные для оценки разрешающей способности (четкости изображения) по горизонтали. Частота штрихов на участках 13 Б — Д и 13 Ц — Щ соответствует разрешающей способности 200 линий; на участках 13 Е — З, 13 У — Х, 3 Г — Д, 3 Ц — Ч, 17 Г — Д, 17 Ц — Ч—300 линий; на участках 13 И — Л, 13 Р — Т, 4 Г — Д, 4 Ц — Ч, 18 Г — Д и 18 Ц — Ч — 400 линий; на участке 13 М — П — 500 линий.

Горизонтальная полоса 8 от Б до Щ занята шкалой градаций яркости, по которой контролируются: правильная установка яркости и контрастности изображения, динамический баланс белого, точность настройки частотных детекторов каналов цветности. При правильной настройке детекторов, когда положение нулевых точек их амплитудно-частотных характеристик соответствуют частотам 4406 ± 10 кГц для канала *R* — *У* и 4250 ± 10 кГц для канала *B* — *У*, включение и выключение каналов цветности (ручным способом) не сопровождается изменением цветового оттенка элементов градационной шкалы. Полоса пропускания и линейность характеристик частотных детекторов проверяются при включенных каналах цветности по сигналу «радуги», соответствующему горизонтальной полосе 12 от Е до Х. Если детекторы имеют достаточную полосу пропускания (около ±600 кГц) и нелинейность их амплитудно-частотных характеристик не превышает допустимых пределов (±25%), то сигнал «радуги» воспроизводится в виде двух цветов: зеленого на участке 12 Е — Н и пурпурного на участке 12 Х — О, причем насыщенность цветов от краев «радужной» полосы в квадратах 12 Е и 12 Х к ее середине убывает, образуя на участке 12 Н — О «область серого».

Горизонтальные участки таблицы 6, 7 Б — Щ и 14, 15 Б — Щ содержат сигналы «цветных полос» разной яркости и насыщенности: на участке 14, 15 Б — Щ насыщенность цветов больше, чем на участке 6, 7 Б — Щ. Яркость цветов, наоборот, больше на участке 6, 7 Б — Щ. С помощью этих сигналов контролируются: верность воспроизведения цветов различной яркости и насыщенности, качество переходов между отдельными цветами, точность матрицирования, устойчивость цветовой синхронизации. При правильно отрегулированных каналах цветности и устойчивой работе системы цветовой синхронизации на каждой полосе воспроизводится по семь цветных прямоугольников (слева направо: белый, желтый, голубой, зеленый, пурпурный, красный, синий) с однородной цветностью и четкими вертикальными границами (переходами) между отдельными цветами. Некоторая размытость переходов, особенно между красным и синим, зеленым и пурпурным, желтым и голубым цветами, допускается (но не шире 10 мм для экрана с длиной 61 см по диагонали). Воспроизведение цветных прямоугольников в неправильной последовательности указывает на нарушение нормальной ра-

боты системы цветовой синхронизации. Различная яркость соседних строк по всему полю красных и синих прямоугольников свидетельствует о неравенстве коэффициентов усиления каналов прямого и задержанного сигналов цветности. Чрезмерная размытость вертикальных переходов между отдельными цветами происходит из-за неправильного подбора элементов цепочек коррекции низкочастотных предыскажений цветоразностных сигналов.

Цветные штрихи, помещенные в горизонтальном ряде 9 от Е до Х, следуют с частотой 0,5 МГц и служат для оценки цветовой четкости (разрешающей способности каналов цветности), контроля правильной настройки фильтра коррекции высокочастотных предыскажений, а также для проверки точности совмещения во времени сигнала яркости и цветоразностных сигналов. На участке 9 Е — К передаются зелено-пурпурные штрихи, на участке 9 Л — Р — сине-желтые и на участке 9 С — Х — красно-голубые.

Если окраска всех групп цветных штрихов близка к окраске соответствующих цветных прямоугольников участка 6, 7 Б — Щ таблицы и на вертикальных переходах между отдельными штрихами отсутствуют заметные тянущиеся продолжения, то можно утверждать, что цветовая четкость нормальная, контур обратной коррекции настроен на оптимальную частоту (около 4286 кГц) и имеет достаточную полосу пропускания (не менее ± 1 МГц).

На экранах черно-белых, а также цветных телевизоров при выключенных каналах цветности сигналы «цветных полос» на участках 6, 7 Б — Щ и 14, 15 Б — Щ воспроизводятся в виде градаций яркости, сигналы «цветных штрихов» 9-го ряда — в виде чередования темных и светлых прямоугольников, а сигнал «радуги» 12-го ряда — в виде серой полосы с плавно изменяющейся яркостью.

Для оценки искажений изображения типа «тянучек» и «пластики» служат черные и белые прямоугольники участков 11 Е — К и 10 С — Х, а также чередующиеся черные и белые (полные и неполные) квадраты горизонтального ряда 16. Белые наклонные линии на участках 10, 11 Е — К и 10, 11 С — Х позволяют оценить качество чересстрочного разложения растра. Ухудшение чересстрочной развертки сопровождается изломом или появлением двух дорожек наклонных линий.

С помощью элементов таблицы УЭИТ можно проверить также точность совмещения во времени сигнала яркости с цветоразностными сигналами, а также соответствие уровней этих сигналов на электродах кинескопа, обеспечивающих правильное матрицирование. О совпадении во времени сигнала яркости и цветоразностных сигналов свидетельствует сохранение местоположения на экране вертикальных границ при включенных и выключенных каналах цветности (например, между желтыми и синими штрихами 9-го ряда таблицы).

Для проверки соответствия уровней сигнала яркости и цветоразностных сигналов используются белые участки 16-го ряда и цветные прямоугольники 14-го и 15-го рядов таблицы. Проверка произ-

водится при включенных каналах цветности, оптимальном положении регулятора контрастности и пониженной яркости изображения путем поочередного отключения двух электронных прожекторов цветного кинескопа.

Если отключены «синий» и «зеленый» прожекторы, то на белых участках 16-го ряда и на участках Б — Ж и О — У 14-го, 15-го рядов таблицы должен воспроизводиться красный цвет равной яркости. При отключении «красного» и «зеленого» прожекторов на белых участках 16-го ряда и на участках Б — Г, З — К, О — Р и Ф — Ц 14-го, 15-го рядов должен воспроизводиться синий цвет равной яркости. Наконец, при отключении «красного» и «синего» прожекторов на белых участках 16-го ряда и на участке Б — Н 14-го, 15-го рядов должен воспроизводиться зеленый цвет примерно равной яркости.

Различная яркость цветов красного, синего или зеленого в 16, 14, 15-м рядах таблицы при проведении указанных операций свидетельствует о несоответствии уровней цветоразностного сигнала $E'_R - E'_Y$, $E'_B - E'_Y$ или $E'_G - E_Y$ и сигнала яркости E'_Y.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что представляют собой телевизионные испытательные таблицы 0249 и УЭИТ?
2. По каким квадратам таблиц 0249 и УЭИТ устанавливается правильный размер изображения?
3. Как определяется четкость изображения по горизонтали по таблицам 0249 и УЭИТ?
4. В каких квадратах таблицы 0249 находятся круги для определения качества фокусировки?
5. Для определения каких показателей внутри большого круга таблицы 0249 имеются горизонтальные и вертикальные градационные полосы?
6. Как по телевизионной испытательной таблице определить полосу пропускания видеотракта?
7. Как устанавливаются контрастность и яркость по таблице УЭИТ?
8. Как оценивается качество матрицирования по таблице УЭИТ?
9. Как определяется правильность чересстрочного разложения изображения по таблицам 0249 и УЭИТ?
10. Как проверить статическое сведение лучей?
11. Как проверить чистоту цвета?
12. Как проверить динамическое сведение лучей?
13. Как проверить баланс белого?
14. Как на таблице УЭИТ проявляется нарушение нормальной работы системы цветовой синхронизации?

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

ОГЛАВЛЕНИЕ

Ефим Миронович Блиндер, Серафима Львовна Фурман

ТЕЛЕВИДЕНИЕ

Редактор И. С. Балашова
Художественный редактор Л. Н. Сильянов
Переплет художника В. В. Красновского
Технический редактор Г. И. Колосова
Корректор Т. В. Дземидович

ИБ № 855

Сдано в набор 10.11.83. Подписано в печать 27.09.84. Т-15184. Формат 60×90/16. Бумага офсетная № 1. Гарнитура Литературная. Печать офсет. Усл. печ. л. 17,0. Усл. кр.-отт. 44,5. Уч.-изд. л. 18,6. Тираж 120 000 экз. Изд. № 19959. Зак. № 600.
Цена 75 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва. Почтамт, а/я 693

Набрано в Экспериментальной типографии ВНИИ полиграфии
Москва К-51, Цветной бульвар, д. 30
Отпечатано на ордена Трудового Красного Знамени Калининском полиграфическом комбинате Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 170024, г. Калинин, пр. Ленина, 5.

75 коп.

«РАДИО И СВЯЗЬ» 

Е.М.Блиндер, С.Л.Фурман